

TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI

Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií

studijní program: M 2612 – Elektrotechnika a informatika

obor: 3906T001 - Mechatronika

Nelineární vlastnosti transformátorů v závislosti na pracovní indukci

Non-linear characteristics of transformers
dependning on operating electric induction

Erna Hynková

Vedoucí práce: Ing. Miroslav Novák Ph.D. (TUL)

Konzultant: Ing. Jan Václavík (TUL)

Rozsah práce a příloh:

Počet stran:

Počet obrázků:

Počet tabulek:

Počet příloh:

16.05.2004

Anotace

Nelineární vlastnosti transformátorů v závislosti na pracovní indukci

Diplomová práce se zabývá nelineárními vlastnostmi výkonových transformátorů v závislosti na jejich pracovní indukci. Cílem bylo prozkoumat závislost zapínacího proudu transformátorů na pracovní indukci. Měřeny byly dva zcela odlišné transformátory s přibližně srovnatelným výkonem: RJV 6,3 s UI jádrem skládaným z plechů a P-03143 s toroidním vinutým jádrem.

Výsledná závislost zapínacího proudu na pracovní indukci transformátoru vyšla lineární a potvrdila tak původní teoretický předpoklad.

V práci jsou tyto závislosti proměřeny a výsledky jsou upraveny do přehledných grafů z nichž jasně vyplívá rozdílnost obou měřených transformátorů.

Anotation

Non-linear features of transformers correlating with operating induction

This diploma thesis deals with non-linear features of power transformers correlating with their operating induction. The diploma thesis main aim is to analyse dependence of a inrush current on operating induction. The measurement was performed on two different transformers with almost equal powers: RJV 6,3 with a UI core assembled of plates and P-03143 with a coiled toroid core.

The resulting dependence of an inrush current on operating induction of a transformer has been stated linear, and so confirmed the theoretical hypothesis.

Mentioned dependencies are measured in the thesis, and results of these measurements are presented in graphs. These graphs prove the difference of both measured transformers.

Prohlášení

Byla jsem seznámena s tím, že na mou diplomovou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb. o právu autorském, zejména § 60 – školní dílo.

Beru na vědomí, že Technická univerzita v Liberci (TUL) nezasahuje do mých autorských práv užitím mé diplomové práce pro vnitřní potřebu TUL.

Užiji-li diplomovou práci nebo poskytnu-li licenci k jejímu využití, jsem si vědoma povinnosti informovat o této skutečnosti TUL; v tomto případě má TUL právo ode mne požadovat úhradu nákladů, které vynaložila na vytvoření díla, až do jejich skutečné výše.

Diplomovou práci jsem vypracovala samostatně s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím diplomové práce a konzultantem.

Datum:

Podpis:

PODĚKOVÁNÍ

Touto cestou děkuji vedoucímu své diplomové práce Ing. Miroslavu Novákovi Ph.D. za odborné vedení a neocenitelné rady při řešení práce. Děkuji také Ing. Janu Václavíkovi za konzultace a podnětné připomínky. Mé poděkování patří i Tomáši Mikolandovi za jeho duševní podporu a neocenitelnou pomoc v otázkách estetických, a mnohým dalším, kteří mě zájmem o mé dílo morálně podpořili.

Seznam použitých symbolů

B	T	vektor magnetické indukce
B	T	magnetická indukce
B _a	T	magnetická indukce v mezeře mezi jádrem a vinutím transformátoru
B _m	T	amplituda magnetické indukce v jádře transformátoru při jmenovitých podmínkách
B _{max}	T	amplituda magnetické indukce
B ₀	T	počáteční remanentní magnetická indukce
B _r	T	remanentní magnetická indukce
B _s	T	magnetická indukce saturace
C	F	kapacita
D	m	tloušťka plechů jádra
E	Vm ⁻¹	intenzita elektrického pole
f	Hz	kmitočet
H	Am ⁻¹	vektor intenzity magnetického molekulárního pole
H	Am ⁻¹	intenzita magnetického pole
H _a	Am ⁻¹	intenzita magnetického pole v mezeře mezi jádrem a primární cívkou
H _c	Am ⁻¹	intenzita magnetického pole v jádře transformátoru
H _c	Am ⁻¹	koercitivní síla
H_e	Am ⁻¹	intenzita molekulárního magnetického pole
H _g	Am ⁻¹	intenzita magnetického pole ve vzduchové mezeře přerušující jádro transformátoru
H _{max}	Am ⁻¹	amplituda intenzity magnetického pole
H_{mol}	Am ⁻¹	vektor intenzity magnetického pole
I	A	vektor proudu jednotlivými vinutími transformátoru
I	A	fázor proudu
I	A	elektrický proud
I	A	okamžitá hodnota proudu
I₀	A	fázor magnetizačního proudu
I ₀	A	magnetizační proud, proud naprázdno
I _k	A	proud nakrátko
I _{max}	A	maximální hodnota elektrického proudu při přechodovém ději

I_n	A	jmenovitý proud
I_{prim}	A	proud primárního vinutí transformátoru
I_{sec}	A	proud sekundárního vinutí transformátoru
i_t	A	stejnoseměrná složka proudu způsobená přechodovým dějem
I_{tmax}	A	maximální hodnota zapínacího proudu
J	Am^{-2}	proudová hustota
J	T	polarizace magnetika
J_0	Am^{-2}	proudová hustota na povrchu vodiče
J_{avg}	Am^{-2}	střední hodnota proudové hustoty
J_{sat}	T	polarizace magnetika při saturaci
\mathbf{L}	H	operátor přenosu transformátoru
L	H	indukčnost
l	m	délka, střední délka siločáry
l_0	m	průměrná délka siločáry
l_c	m	střední délka siločáry transformátoru
l_g	m	ekvivalentní délka vzduchové mezery přerušující jádro transformátoru
L_m	H	hlavní indukčnost transformátoru
l_m	m	fiktivní střední délka siločáry jádra
L_σ	H	rozptylová indukčnost
\mathbf{M}	Am^{-1}	vektor magnetizace
M	Am^{-1}	magnetizace
m	g	hmotnost
m	Am^{-2}	magnetický moment
M_{an}	Am^{-1}	bezdrátová magnetizace
M_{irr}	Am^{-1}	magnetizace vyvolaná nevratnými posuny doménových stěn
M_{rev}	Am^{-1}	magnetizace vyvolaná vratnými posuny doménových stěn
\mathbf{M}_s	Am^{-1}	vektor maximální magnetizace materiálu při jeho saturaci
M_s	Am^{-1}	maximální magnetizace materiálu při jeho saturaci
M_{tot}	Am^{-1}	celková magnetizace
M_v	Am^{-1}	počáteční magnetizace
M_{sigma}	Am^{-1}	vzájemná indukčnost
N		počet závitů vinutí
p		převod transformátoru
P	W	činný výkon

P	$\text{WbA}^{-1}\text{závit}^{-1}$	magnetická vodivost
P_0	W	příkon naprázdno
p_e	W	měrné ztráty vířivými proudy
p_h	W	měřené hysterezní ztráty
P_k	W	příkon nakrátko
P_n	W	jmenovitý příkon
Q	var	jalový výkon
R	Ω	elektrický odpor, rezistance
R	H^{-1}	magnetický odpor, reluktance
R	m	poloměr vodiče
R_{fe}	Ω	rezistor nahrazující ztráty v železe
R_δ	Ω	elektrický odpor s korekcí vlivu povrchového jevu
S	m^2	normálová plocha
S	m^2	plocha průřezu jádra
S	VA	zdánlivý výkon
S_a	m^2	plocha průřezu mezi jádrem a primárním vinutím
S_c	m^2	plocha průřezu jádra transformátoru
T	s	perioda
T	s	čas
t_v	s	doba vybavení jističe
U	V	doba vybavení na jednotlivých vinutích transformátoru
U	V	fázor napětí
U	V	efektivní hodnota elektrického napětí
u	V	okamžitá hodnota napětí
U_0	V	napětí naprázdno
u_i	V	indukované napětí
U_k	V	napětí nakrátko
U_m	V	magnetické napětí
u_{net}	V	okamžitá hodnota napětí napájecí sítě
U_{net}	V	efektivní hodnota napětí napájecí sítě
U_{prim}	V	svorkové napětí primárního vinutí
U_{sec}	V	svorkové napětí sekundárního vinutí
X	Ω	reaktance
x	m	délka

X_m	Ω	reaktance hlavní indukčnosti transformátoru
X_σ	Ω	rozptylová reaktance
\mathbf{Z}	Ω	fázor impedance
Z	Ω	impedance
μ	Hm^{-1}	permeabilita
μ_r		relativní permeabilita
μ_0	Hm^{-1}	permeabilita vakua
Φ	Wb	amplituda magnetického indukčního toku
ϕ	Wb	okamžitá hodnota magnetického indukčního toku
Φ_0	Wb	počáteční magnetický indukční tok
Φ_r	Wb	remanentní magnetický indukční tok
φ	rad	fázový posun
ψ	rad	úhel, fázový posun
ρ	Ωm	měrný odpor
ω	rads^{-1}	úhlový kmitočet

Obsah

1	Úvod	12
2	Teoretický úvod	13
2.1	Co je transformátor	13
2.2	Princip činnosti	14
2.3	Základní uspořádání	14
2.4	Náhradní obvod transformátoru	15
2.5	Chod naprázdno	16
2.6	Chod nakrátko	17
2.7	Chod při zatížení	19
2.8	Magnetizační proud transformátoru	19
2.9	Přechodový jev při zapínání transformátoru	21
3	Fyzikální popis	21
3.1	Ideální transformátor	21
3.2	Zapínací proud	23
3.3	Teoretická velikost zapínacího proudu	27
3.3.1	Výpočet z impedance primárního vinutí	28
3.3.2	Výpočet z plochy vinutí a jádra	30
3.4	Způsoby omezení zapínacího proudu při přechodovém jevu	33
3.5	Porovnání metod pro omezení zapínacího proudu při přechodovém jevu	34
3.6	Snížení pracovní indukce stroje	35
4	Měření parametrů transformátoru	36
4.1	Měření odporu vinutí	36
4.1.1	Zpracování měření	37
4.1.2	Naměřené hodnoty	39
4.2	Měření transformátoru naprázdno a při zatížení	40
4.2.1	Zpracování měření naprázdno	40
4.2.2	Naměřené hodnoty z měření naprázdno	42
4.3	Měření transformátoru nakrátko	42
4.3.1	Zpracování měření nakrátko	43
4.3.2	Naměřené hodnoty z měření nakrátko	46
5	Měření přechodového jevu transformátoru	47

5.1	Zpracování měření	49
5.2	Naměřené výsledky	51
6	Chyby měření	63
7	Závěr	66
8	Literatura	67
	Příloha A – Měření odporu vinutí.....	70
	Použité přístroje při měření odporu vinutí.....	70
	Postup měření při měření odporu vinutí	70
	Příloha B –Měření kapacit a svodů mezi vinutími	71
	Použité přístroje kapacity svodů vinutí	71
	Postup měření kapacity svodů vinutí.....	71
	Příloha C – Měření transformátoru naprázdno a při zatížení.....	72
	Použité přístroje použité při měření naprázdno	72
	Postup měření pro měření naprázdno	72
	Příloha D – Měření transformátoru nakrátko.....	74
	Použité přístroje použité pro měření transformátoru na krátko	74
	Postup měření při měření nakrátko.....	74
	Příloha E – Měření přechodového jevu transformátoru	76
	Použité přístroje použité pro měření přechodového jevu transformátoru	76
	Postup měření při měření přechodového jevu transformátoru	77

1 Úvod

Cílem této diplomové práce je měření nelineárních vlastností transformátorů v závislosti na pracovní indukci. V tomto případě se jedná o malé jednofázové transformátory od jednotek do desítek kVA.

Transformátor je nelineární prvek, a to díky saturaci magnetického obvodu. Tato nelinearita způsobuje deformaci magnetizačního proudu a vznik zapínacího proudu.

Hlavním úkolem diplomové práce je naměřit a prozkoumat závislosti zapínacího proudu na pracovní indukci a pomocí četných měření tyto závislosti vysledovat a specifikovat. Výše zmiňovaný typ závislosti nebyl dosud podrobně rozebrán v žádné dostupné publikaci.

Provedená měření poskytnou vodítko pro konstruktéry transformátorů a umožní jim uvažovat velikost zapínacího proudu podle typu a sycení transformátoru.

Vzhledem k tomu, že se při zapnutí chová transformátor nelineárně, pomocí starších algebraických metod bez použití výpočetní techniky nebylo myslitelné tyto informace získat a zpracovávat díky jejich komplikovanosti. V dnešní době je již možno tyto nelinearity řešit díky numerickým metodám.

Obecně je známo, že při snížení pracovní indukce klesá velikost zapínacího proudu, ale užší závislosti a podmínky těchto jevů ještě nejsou dostatečně probádány.

Téma zapínacího proudu se objevuje v nejedné publikaci [16, 18, 20, 21, 24, 25] a především v disertační práci Miroslava Nováka [3], o kterou zejména opírám své poznatky. Ta řešila tyto a podobné souvislosti, ale konkrétní problematika zapínacího proudu v závislosti na pracovní indukci v ní byla jen nastíněna a doporučena k bližšímu prozkoumání.

Členění práce je koncipováno tak, že první kapitola obsahuje teoretický rozbor s hlavním zaměřením na přechodový jev. V dalších kapitolách jsou uvedena vlastní měření, jež byla uskutečněna a jsou doprovázena diskusí získaných výsledků.

V předposlední kapitole jsou popsány vzorce pro výpočty chyb měření všech hodnot. Poslední kapitolou je celkové shrnutí a diskuse výsledků.

2 Teoretický úvod

2.1 Co je transformátor

Dle ČSN 35125 je transformátor definován jako netočivý elektromagnetický stroj, převádějící bez pohybu elektromagnetickou indukci střídavé nebo přerušované proudy. Přenos elektrické energie transformátorem je možný v obou směrech, avšak většinou je transformátor používán v jednom směru [4, 18, 24].

Z tohoto hlediska lze rozdělit transformátory na :

- a) ZVYŠOVACÍ (např.: elektrárenské transformátory s dvojitým vinutím nebo s více vstupními vinutími a transformátory vyznačují se velkým výkonem)
- b) SNIŽOVACÍ (např.: transformátory síťové, s výkonem desítek až stovek MVA, transformátory distribuční s výkonem desítek až stovek KVA)
- c) S PŘENOSEM ENERGIE V OBOU SMĚRECH (spojovací transformátory umožňující spojení dvou nezávislých sítí)

Zvláštní požadavky některých provozů vyžadují zvláštní transformátory. Do této skupiny řadíme transformátory pecové, zkušební a svařovací.

Transformátory také umožňují transformovat trojfázový proud na dvoufázový, příp. opačně pomocí speciálních zapojení.

Další širokou skupinou speciálních transformátorů jsou přístrojové transformátory, měřicí a jisticí, které umožňují měřit vyrobenou a dodávanou energii a zajišťovat bezpečný a spolehlivý chod energetické soustavy [4, 17, 18, 24].

2.2 Princip činnosti

Transformátor je založen na principu elektromagnetické indukce. Přiložíme-li na svorky vstupního vinutí střídavé napětí, pak tímto vinutím poteče proud, který vyvolá v magnetickém obvodu transformátoru střídavý magnetický tok φ . Předpokládáme-li dokonalý magnetický obvod a rozpojené výstupní vinutí, pak celý magnetický tok φ vybuzený ampérzávity vstupního vinutí je sprážen s výstupním vinutím, v němž se indukuje v každém okamžiku elektromotorická síla

$$e_2 = -N_2 \frac{d\varphi}{dt}. \quad (2.1)$$

Napětí na vstupních svorkách je v rovnováze s indukovanou elektromotorickou silou e_1 , zanedbáme-li nepatrný úbytek napětí způsobený magnetizačním proudem na odporu vstupního vinutí

$$e_1 = -N_1 \frac{d\varphi}{dt}, \quad (2.2)$$

kde t – čas

N_1, N_2 - počet závitů vstupního a výstupního vinutí [18, 24].

2.3 Základní uspořádání

MAGNETICKÝ OBVOD:

Magnetický tok se uzavírá obvodem složeným ze speciálních transformátorových plechů vzájemně od sebe izolovaných. Transformátory rozlišujeme na jádrové a plášťové.

ELEKTRICKÝ OBVOD:

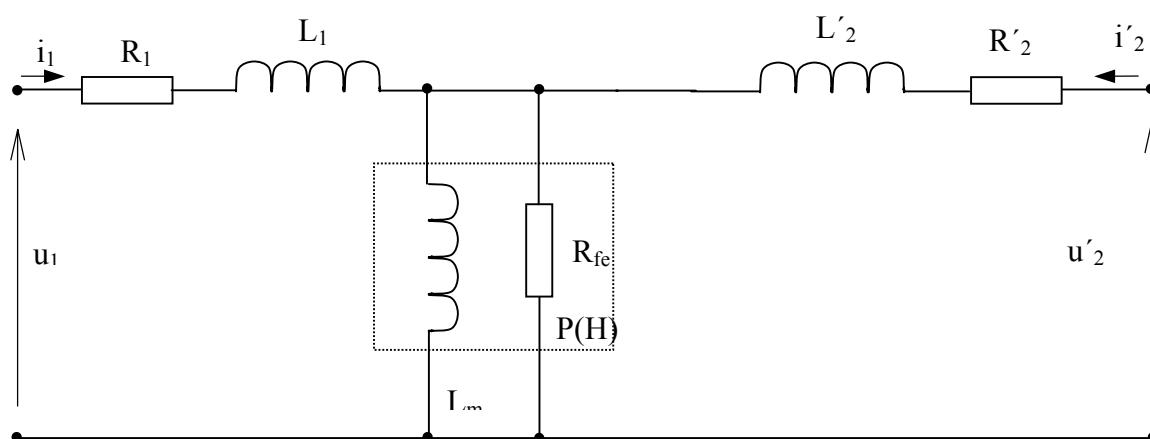
Elektrický obvod je vytvořen z vinutí. U jednofázového transformátoru bývají nejčastěji dvě, může jich však být několik. U transformátoru se dvěma vinutími

rozlišujeme vstupní vinutí, které odebírá energii ze sítě, a výstupní, které ji vydává spotřebiči [17, 18, 24].

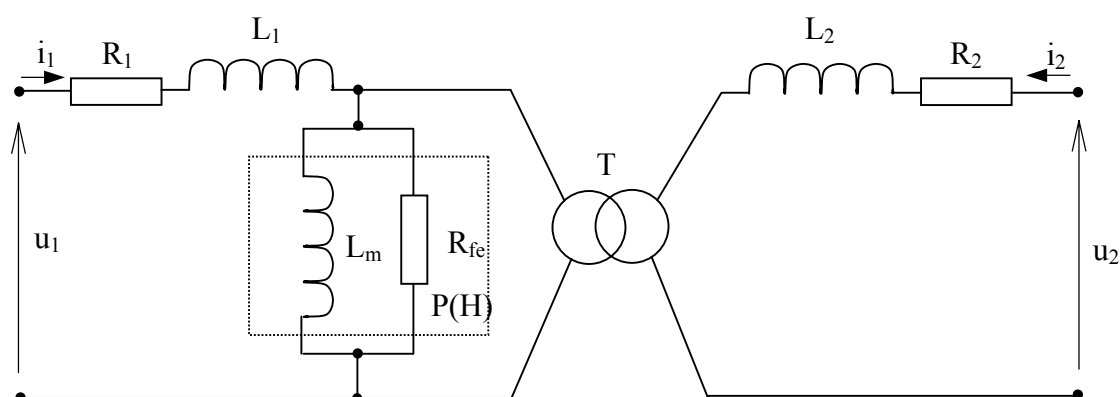
2.4 Náhradní obvod transformátoru

Při rozboru elektromagnetických stavů v obvodech s magnetickou vazbou je výhodné použít náhradní schémata, ve kterých se magnetická vazba nahrazuje elektrickým spojením.

Máme několik typů náhradních schémat, z nichž dvě nejčastěji používaná jsou znázorněny na následujících obrázcích :



Obrázek 2.1: Náhradní obvod transformátoru s nutným přepočtem závitu



Obrázek 2.2: Náhradní obvod transformátoru s ideálním transformátorem

Na obrázku číslo 2.1 je znázorněno zapojení náhradního obvodu transformátoru, který znázorňuje nutnost přepočtu závitů primární strany na sekundární stranu. Tento model je sice jednodušší, ale po provedení těchto přepočtů se hodnoty veličin na sekundární straně odchýlí od reality, a tudíž nejsou vhodná pro simulace celého obvodu.

Naproti tomu na obrázku číslo 2.2 je zapojení náhradního obvodu s ideálním transformátorem, kde veličiny na sekundárním vinutí odpovídají skutečnosti.

Je-li sestaven náhradní model transformátoru, pak je pro tento transformátor možno pomocí simulací určit jeho chování v jakékoliv situaci.

Pro určení náhradního obvodu transformátoru je nutné provést měření v krajních stavech. Tyto měření se nazývají měření nakrátko a naprázdno.

2.5 Chod naprázdno

Při chodu transformátoru na prázdko je napájeno výstupní vinutí střídavým napětím U_1 se jmenovitým kmitočtem f_n , přičemž výstupní vinutí je rozpojeno. Na výstupu je přitom napětí U_{20} , které je totožné s vnitřním indukovaným napětím U_{i2} , neboť proud na výstupu I_2 se rovná nule. Jeho matematický popis vychází z komplexních tvarů rovnic transformátoru, do kterých jsou už zaneseny úvahy ztrát v železe a dielektriku. Jsou to následující rovnice [4, 18, 17, 24]:

$$U_1 = Z_1 I_1 + Z_0 I_0 = Z_1 I_1 - E_1, \quad (2.3)$$

$$U_2 = -Z_2 I_2 - p_{21} Z_0 I_0 = -Z_2 I_2 + E_2, \quad (2.4)$$

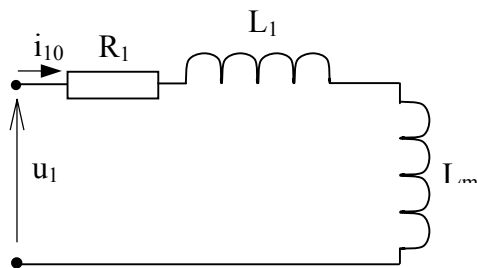
$$I_0 = I_1 + p_{21} I_2. \quad (2.5)$$

Při chodu naprázdno, kdy $I_2 = 0$, pak tyto rovnice po úpravě mají podobu

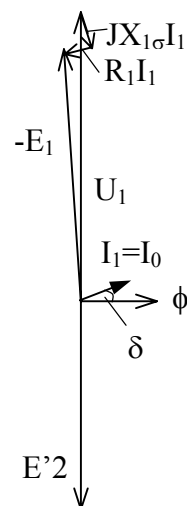
$$U_1 = (Z_1 + Z_0) I_1 = Z_1 I_1 - E_1, \quad (2.6)$$

$$U_2 = -p_{21} Z_0 I_1 = E_2, \quad (2.7)$$

$$I_0 = I_1 + p_{21} I_2. \quad (2.8)$$



Obrázek 2.3: Zjednodušený náhradní obvod pro měření naprázdno



Obrázek 2.4: Fázorový diagram transformátoru naprázdno

ÚČELEM MĚŘENÍ NAPRÁZDNO JE:

- Změřit proud naprázdno I_0 při jmenovitém napětí U_n a kmitočtu f_n , případně celou magnetizační charakteristiku naprázdno.
- Změřit ztráty naprázdno ΔP_0 při U_n a f_n , popřípadě celý průběh ztrát naprázdno v závislosti na napětí.
- Změřit účinník $\cos \varphi_I$ odpovídající chodu naprázdno.

U trojfázového transformátoru se pro určení výše uvedených závislostí používají střední hodnoty U_{I0} , I_{I0} z měření v jednotlivých fázích. Účinník se též určuje ze středních hodnot [4,17, 18].

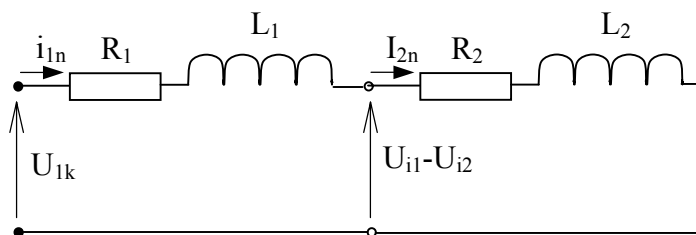
2.6 Chod nakrátko

Při chodu nakrátko je napětí výstupního vinutí transformátoru $U_2 = 0$. V tomto případě rovnice (2.3) až (2.5) nabývají tvaru [4]:

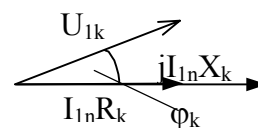
$$U_1 = Z_1 I_1 + Z_0 I_0 = Z_1 I_1 - E_1, \quad (2.9)$$

$$0 = -Z_2 I_2 - p_{21} Z_0 I_0 = -Z_2 I_2 + E_2, \quad (2.10)$$

$$I_0 = I_1 + p_{21} I_2 \quad (2.11)$$



Obrázek 2.5: Zjednodušený náhradní obvod pro měření nakrátko



Obrázek 2.6: Fázorový diagram

Jestliže v provozních podmínkách při jmenovitém vstupním napětí vznikne chod nakrátko nahodile, jde o stav havarijní.

Chod nakrátko při sníženém vstupním napětí může být využit, podobně jako chod naprázdno, pro hodnocení transformátoru. Provádíme proto měření nakrátko, při kterém se svorky výstupního vinutí spojí nakrátko. Napětí vstupního vinutí U_1 se při jmenovitém kmitočtu postupně zvyšuje od nuly do hodnoty, při které je proud ve vinutí roven jmenovitému proudu [4, 17, 24].

ÚČELEM MĚŘENÍ NAKRÁTKO JE:

- a) zjištění impedance nakrátko

$$Z_k = R_k + jX_k, \quad (2.12)$$

je nutné poznamenat, že při měření nakrátko proud ohřívá vinutí, čímž se mění jejich odpor R_k .

- b) zjištění ztrát nakrátko v jednofázovém transformátoru

$$\Delta P_k = U_{1k} I_{1k} \cos \varphi = R_k I_{1k}^2, \quad (2.13)$$

v trojfázovém transformátoru

$$\Delta P_k = 3U_{1k} I_{1k} \cos \varphi = 3R_k I_{1k}^2, \quad (2.14)$$

c) napětí nakrátko (v procentech)

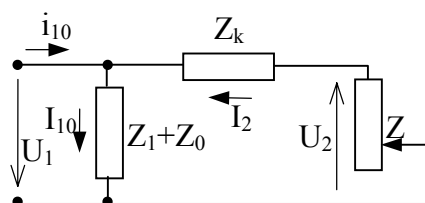
$$u_k = \frac{U_{kn}}{U_{1n}} \cdot 100 [\%], \quad (2.15)$$

kde U_{kn} je napětí, které je nutné přivést k měření nakrátko, aby v jeho vinutích protékaly jmenovité proudy [4].

2.7 Chod při zatížení

Výše byly vyšetřeny dva krajní stavy práce transformátoru – chod naprázdno a nakrátko. V obecném případě impedance zátěže Z , je v mezích $\infty > Z > 0$ a výkon předávaný prostřednictvím elektromagnetického pole výstupnímu vinutí se odevzdává tímto vinutím do sítě.

Pro chod při zatížení je charakteristická změna vstupního proudu a výstupního napětí se změnou zatížení, tj. se změnou výstupního proudu a impedance Z . Obvykle se přitom předpokládá, že vstupní napětí je dáno a zůstává konstantní [4, 17, 24].

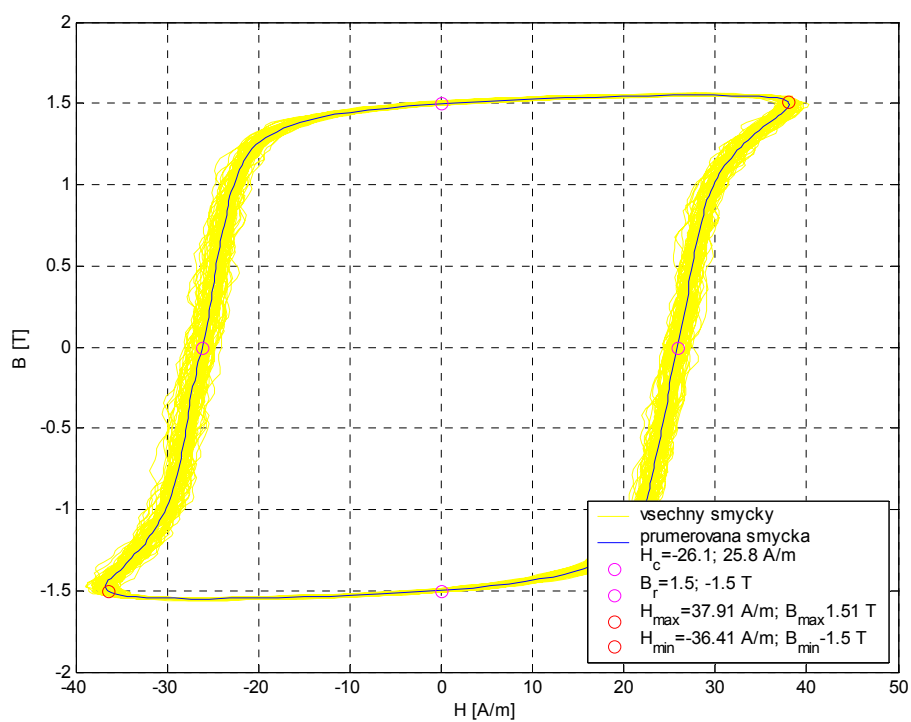


Obrázek 2.7: Zjednodušené náhradní schéma transformátoru

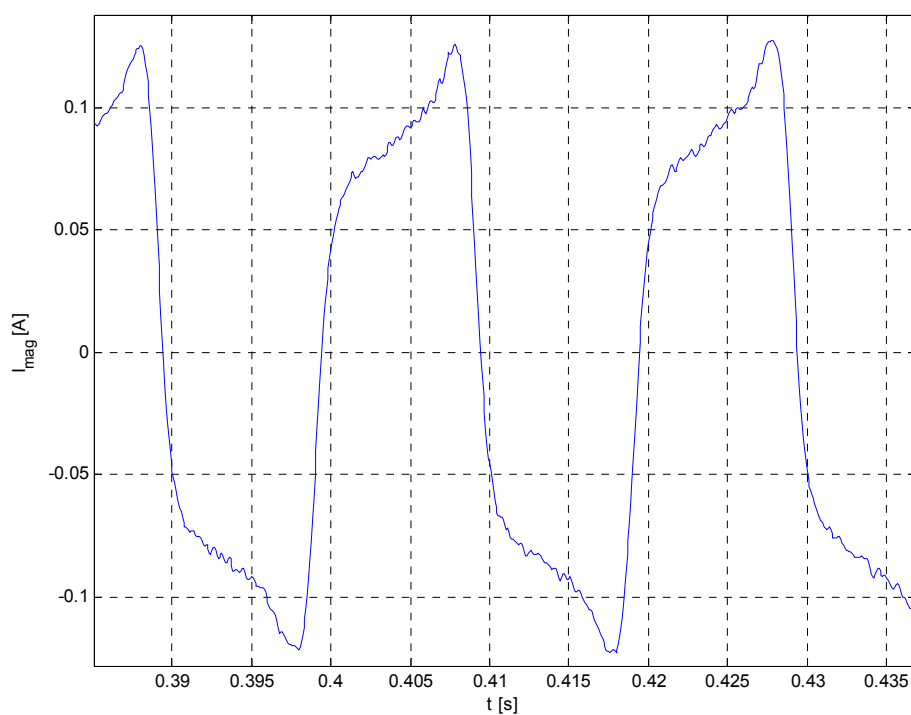
2.8 Magnetizační proud transformátoru

Tento proud lze získat pomocí měření naprázdno, kde na sekundární vinutí neprochází žádný proud. Jediné ztráty, ke kterým dochází ve vinutí transformátoru, jsou ztráty vyvolané proudem, který je potřebný pro zmagnetování jádra transformátoru. Tento proud nazýváme magnetizační proud, jehož průběh je nelineární. Tato nelinearita je

způsobena ztrátami a saturací magnetického materiálu jádra, což vyplývá z hysterezní smyčky použitého materiálu.



Obrázek 2.8: Hysterezní smyčka z měření naprázdno pro transformátor P-03143



Obrázek 2.8: Průběh magnetizačního proudu z měření naprázdno pro transf. P-03143

2.9 Přejchodový jev při zapínání transformátoru

Přejchodovým jevem rozumíme děj probíhající mezi dvěma ustálenými stavy sledovaného obvodu. V našem případě jde o přechodový děj při připínání obvodu k napájení. Tento děj popisuje stav mezi nulovými hodnotami před zapojením obvodu a po ustálení hodnot po zapnutí.

S přechodovým jevem při připnutí napájení do obvodu se můžeme setkat v různých zařízeních. Vyskytuje se například při připínání kondenzátorů, usměrňovačů s filtračními kondenzátory a také při připínání indukčností s uzavřeným magnetickým obvodem, jakými jsou například transformátory.

V těchto případech se mění fyzikální vlastnosti obvodu a většinou dochází ke krátkodobému nárůstu proudu, který může dosahovat až stonásobků jmenovitých hodnot. V těchto případech je největším problémem jištění obvodu. Dochází i ke krácení životnosti jednotlivých součástek.

3 Fyzikální popis

3.1 Ideální transformátor

Uvažujme nejprve zapnutí nezatíženého jednofázového transformátoru s jednoduchým magnetickým obvodem tvaru toroid, C nebo UI.

Ideální transformátor můžeme popsat pomocí Maxwellových rovnic pro popis intenzity magnetického pole v jádře

$$\oint_C H dl = \oint_C H_t dl = \sum_k I_k, \quad (3.1)$$

kde integrační dráhu C tvoří magnetický obvod a intenzita magnetického pole bude tečnou k integrační dráze $H \parallel dl$. Pro transformátor budou proudy budící magnetické pole funkcí času $I_k = I_k(t)$, stejně jako intenzita magnetického pole $H = H(t)$.

Magnetický obvod lze rozdělit na jednotlivé části, ve kterých budou stejné geometrické a magnetické vlastnosti jádra. Tyto úseky je možno uvažovat jako homogenní a integrál $\oint H_l dl$, pak je možné nahradit součtem přes jednotlivé části magnetického obvodu, který bude popisovat jeho heterogenní strukturu. Do tohoto výpočtu je možné v případě nutnosti zahrnout i vzduchovou mezeru v magnetickém obvodě.

Magnetické pole tvoří cívka, jejímiž jednotlivými závity protéká stejně velký proud. Pravou stranu rovnice (3.1) proto lze nahradit součtem příspěvků jednotlivých cívek $\sum_k I_k = \sum_K N_K I_K$, kde N_K je počet závitů cívky a I_K je proud protékající cívkou. Rovnici (3.1) lze tedy přepsat na

$$\sum_j H_j(t) l_j = \sum_K N_K I_K(t). \quad (3.2)$$

Magnetický tok je dán indukovaným elektromotorickým napětím podle Faradayova zákona

$$u_i = -\frac{d\phi}{dt}. \quad (3.3)$$

Magnetický tok lze také definovat pomocí vztahu

$$\phi = \iint_S B dS = \iint_S B_n dS, \quad (3.4)$$

kde B_n je složka \mathbf{B} kolmá k ploše $\mathbf{B} \perp dS$. Magnetický tok i magnetická indukce je v transformátoru časově proměnná $\phi = \phi(t)$ a $B = B(t)$. Za předpokladu, že magnetické pole je homogenní, bude tok

$$\phi(t) = SB(t). \quad (3.5)$$

V popisu transformátoru je vhodné vztáhnout indukční zákon (3.3) na celou cívku s počtem závitů N . Indukované napětí v cívkě transformátoru pak zjednodušeně bude

$$u_i(t) = -NS \frac{dB(t)}{dt}. \quad (3.6)$$

Relace mezi intenzitou magnetického pole H a magnetickou indukcí B je v ideálním lineárním materiálu dána permeabilitou μ , respektive relativní permeabilitou μ_r

$$B = \mu H = \mu_0 \mu_r H. \quad (3.7)$$

V reálném nelineárním magnetiku bude magnetická indukce nelineární funkcí intenzity magnetického pole $\mathbf{B} = f(\mathbf{H})$. Nelinearity odrážejí tvar hysterezní smyčky při magnetování feromagnetika. Magnetizace je funkcí zejména intenzity pole a sama sebe, dále pak teploty, času, mechanického napětí a dalších veličin $\mathbf{M}(\mathbf{H}, \mathbf{M}, \vartheta, t, \dots)$.

Rovnocenný je popis magnetickou polarizací J

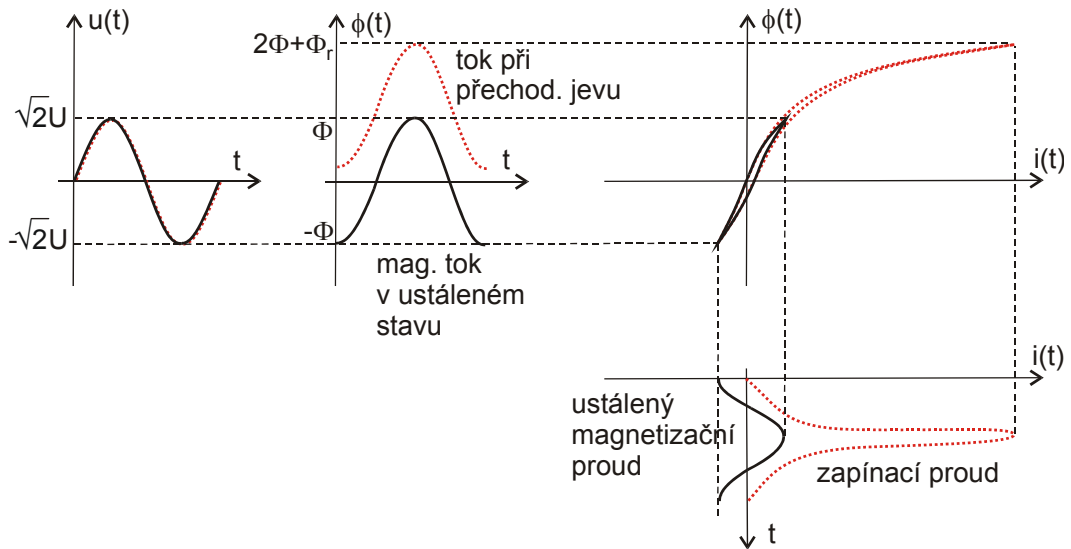
$$B(t) = \mu_0 (H(t) + M(H, M, \vartheta, t, \dots)) = \mu_0 H(t) + J(H, M, \vartheta, t, \dots). \quad (3.8)$$

rovnice (3.2), (3.6) a (3.8) tvoří aparát pro vyšetřování průběhů elektrických veličin U a I transformátoru v závislosti na čase.

3.2 Zapínací proud

Zapínací proud vzniká při připínání transformátoru k napájecí síti jako důsledek přechodového jevu po zapnutí transformátoru, kdy dojde k přesycení jeho magnetického obvodu stejnsměrnou složkou magnetického toku.

Velikost zapínacího proudu závisí na konstrukci transformátoru, na vlastnostech napájecí sítě v místě připojení a na podmínkách při připnutí transformátoru k síti, tzn na velikosti remanentní indukce B_r a fázi sinusového průběhu napětí sítě ψ .



Obrázek 3.1: Ilustrace vzniku zapínacího proudu jako důsledku rozdílu počátečního remanentního toku v jádře transformátoru před připnutím a ustáleného střídavého magnetického toku [20].

U vyšetřování přechodového jevu vznikajícího při připnutí transformátoru k napájecí síti zavedeme předpoklad, že distribuční síť je dostatečně tvrdý zdroj harmonického napětí s průběhem

$$u(t) = U_m \sin(\omega t + \psi), \quad (3.9)$$

kde ψ vyjadřuje okamžik připnutí transformátoru k síti.

Napětí sítě je svorkovým napětím vinutí u , které lze s uvažováním parametrů vinutí převést Kirchhoffovým zákonem na elektromotorické napětí u_i

$$u_{i1} = u(t) - R_1 i_1(t) + L_{1\sigma} \frac{di_1(t)}{dt}. \quad (3.10)$$

Odpor primárního vinutí transformátoru R_1 , jeho rozptylovou indukčnost $L_{1\sigma}$ a nelinearitu magnetického obvodu nebudeme prozatím uvažovat.

Dosazením průběhu indukovaného napětí s uvedeným zjednodušením do Faradayova indukčního zákona se po integraci získá

$$\int \frac{U_m}{N} \sin(\omega t + \psi) dt = -\phi(t), \quad (3.11)$$

$$-\frac{U_m}{N\omega} \cos(\omega t + \psi) + k = -\phi(t). \quad (3.12)$$

Počáteční podmínka v čase $t=0$ je dána remanentním magnetickým tokem $\phi(0)=\phi_r$.

$$-\frac{U_m}{N\omega} \cos(\psi) + k = -\phi_r, \quad (3.13)$$

$$k = \frac{U_m}{N\omega} \cos(\psi) - \phi_r. \quad (3.14)$$

Výsledný magnetický tok po zapnutí transformátoru má potom průběh

$$\phi(t) = \frac{U_m}{N\omega} [\cos(\omega t + \psi) - \cos(\psi)] + \phi_r, \quad (3.15)$$

respektive

$$\phi(t) = \frac{U_m}{N\omega} \left[c \sin\left(\omega t + \psi + \frac{\pi}{2}\right) - \cos(\psi) \right] + \phi_r. \quad (3.16)$$

Při přechodovém ději tedy existuje stejnosměrná složka magnetického toku závislá na okamžiku připojení transformátoru k síti ψ a remanentním magnetickém toku ϕ_r . Na ní je teprve superponován magnetický tok v ustáleném stavu

$$\phi(t) = \frac{U_m}{N\omega} \sin\left(\omega t + \psi + \frac{\pi}{2}\right) = \phi_m \sin\left(\omega t + \psi + \frac{\pi}{2}\right), \quad (3.17)$$

kde hodnota ϕ_m představuje amplitudu magnetického toku v ustáleném stavu.

Vyšetřením extrémů funkce (3.16) zjistíme, že nejvýhodnější je připojit transformátor v okamžiku

$$\phi_m \cos \psi - \phi_r = 0, \quad (3.18)$$

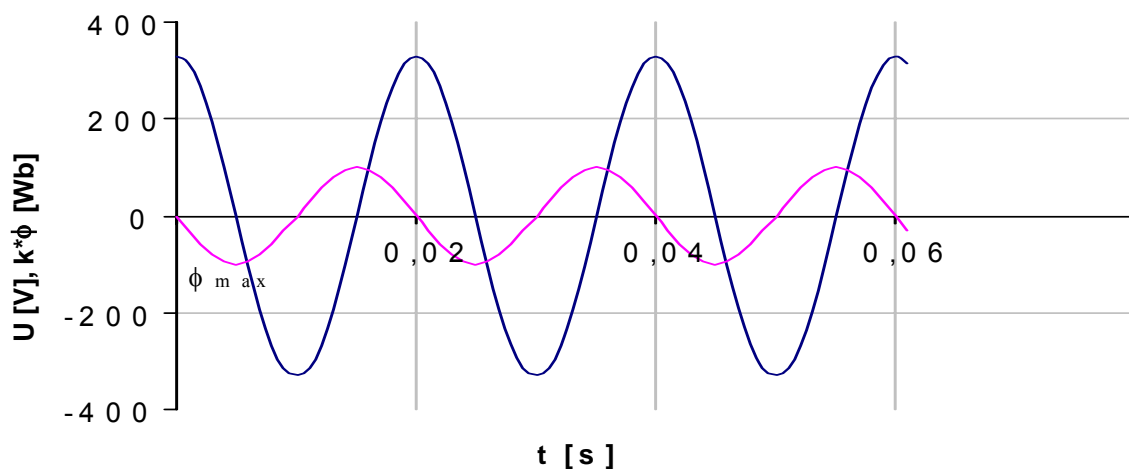
kdy nevznikne žádný přechodový jev, pro nulový remanentní tok $\phi_r = 0$. Toto nastane, pokud napětí sítě prochází maximem $\psi = \frac{\pi}{2}$. Maximální tok poteče jádrem v čase $\omega t = \frac{\pi}{2}$ a jeho amplituda odpovídá amplitudě v ustáleném stavu $\phi_{max} = \phi_m$. Jak je vidět na obrázku 3.1.

Naopak maximální tok poteče jádrem v případě, že úhel připnutí bude $\psi = 0$ nebo $\psi = \pi$ a jádro bude zmagnetováno počáteční remanentní indukcí ϕ_r tak, aby výraz $\phi_m \cos \psi + \phi_r$ nabyl maximální hodnoty

$$\max(\phi_m \cos \psi + \phi_r). \quad (3.19)$$

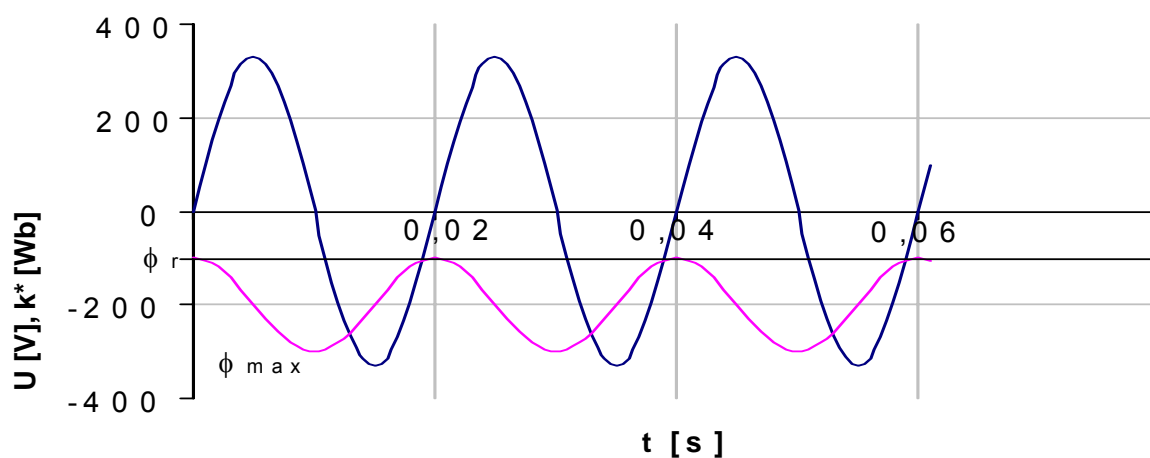
Pro představu možností momentů připojení jsou uvedeny ukázky průběhu s popisem.

Pro jednoduchost je vynechán ohmický odpor a ztráty v železe, takže proud se zpožďuje za napětím o 90° . Je-li transformátor zapnut v okamžiku, kdy napětí dosáhlo svého maxima, pak tok v magnetickém obvodu prochází nulou, čili je zpožděn o 90° za napětím a nastane ustálený stav. Fázový posun mezi napětím a tokem v okamžiku zapnutí odpovídá posunu v ustáleném stavu, takže není důvod ke vzniku přechodového děje [3, 17, 21, 25].



Obrázek 3.2: Průběh indukčního toku $\phi(t)$ podle (3.16) po připojení transformátoru v nejvhodnější okamžik splňující podmínku (3.18)

V druhém případě je transformátor zapnut v okamžiku průchodu napětí nulou. V ustáleném stavu odpovídá nulovému napětí maximální hodnota toku. V okamžiku $t = 0$ je však skutečný magnetický tok, neuvažujeme-li remanenci, roven nule. Proto musí vzniknout stejnosměrná složka, která je pro tento případ největší a přičítá se k ustálenému průběhu, takže v okamžiku $\omega t = \pi$ dosáhne až dvojnásobné hodnoty vůči amplitudě ustáleného toku. Stejnosměrná složka zaniká dle velikosti transformátoru po několika tisících periodách. Hodnota výsledného toku se může zvětšit (případně zmenšit) o remanentní magnetický tok ϕ_r .



Obrázek 3.3: Průběh indukčního toku $\phi(t)$ podle (3.16) po připojení transformátoru v nejhorším okamžik dle podmínky (3.19)

Skutečná velikost magnetického toku při zapínacím proudu je však omezena impedancí primárního obvodu a poklesem indukovaného napětí. Celý přenos transformátoru je odvozen od magnetizační smyčky a je silně nelineární.

3.3 Teoretická velikost zapínacího proudu

Dominantní význam má impedance primárního obvodu a její poměr k impedanci transformátoru pracujícího ve jmenovitých podmínkách. Do impedance primárního obvodu je třeba zahrnout nejen parametry vlastního transformátoru, jak je uvedeno v (3.10), ale také impedanci napájecího zdroje, přívodů a dalších vložených obvodů.

Samotný přechodový děj je pak určen konstrukcí magnetického obvodu transformátoru. Jde především o rezervu mezi pracovní indukcí, na kterou je transformátor navržen a indukcí saturace použitého materiálu jádra. Záleží především na tvaru magnetizační smyčky před vlastní saturací. Z tohoto pohledu jsou nevýhodné moderní a stále více používané materiály, které mají velice strmou hysterezní smyčku s rychlým přechodem do saturace. Tlak na používání těchto materiálů je dán požadavkem na velmi malé ztráty v magnetickém obvodu.

Neméně důležitý je i tvar magnetického obvodu. Jakékoli narušení optimálního uspořádání a využití magneticky orientovaného materiálu vede ke zploštění magnetizační smyčky a k zvětšení jejího kolene, čímž se sníží zapínací proud, ale vzrostou ztráty naprázdno.

3.3.1 Výpočet z impedance primárního vinutí

Velikost zapínacího proudu významně ovlivňuje impedance primárního vinutí. Pro jednoduchost je uvažován pouze odpor vinutí. Poměry v jednoduchém sériovém RL článku tvořené odporem vinutí a hlavní indukčností transformátoru jsou dány rovnicí

$$R_1 i + L_1 \frac{di}{dt} = \sqrt{2} U_0 \sin(\omega t + \psi), \quad (3.20)$$

kde úhel ψ je okamžik připojení transformátoru k napájení. Pro zjednodušení uvažujeme odpor R a indukčnost L jako konstantní. Počáteční podmínka úlohy je $i(0)=0$.

Obecné řešení rovnice (3.20) je předpokládáno ve tvaru

$$i_0 = K e^{\lambda t}, \quad (3.21)$$

kde kořen charakteristické rovnice je $\lambda = -(R_1/L_1)$, kterou můžeme vyjádřit časovou konstantou

$$\tau = -\frac{1}{\lambda}. \quad (3.22)$$

Partikulární řešení lze získat z podmínek v ustáleném stavu obvodu v $t \rightarrow \infty$

$$R_1 \mathbf{I}_0 + j\omega L_1 \mathbf{I}_0 = \sqrt{2} U_0 e^{j\psi}, \quad (3.23)$$

takže

$$\mathbf{I}_0 = \frac{\sqrt{2} U_0 e^{j\psi}}{R_1 + j\omega L_1} = \frac{\sqrt{2} U_0}{Z} e^{j(\psi - \varphi)}. \quad (3.24)$$

kde impedance Z a φ bude

$$Z = \sqrt{R_1^2 + \omega^2 L_1^2}, \quad (3.25)$$

$$\varphi = \arctan \frac{\omega L_1}{R_1}. \quad (3.26)$$

Přepsáním rovnice (3.24) z fázového vyjádření do časového se získá partikulární řešení

$$i_p = \frac{\sqrt{2} U_0}{Z} \sin(\omega t + \psi - \varphi). \quad (3.27)$$

Celé řešení je tedy

$$i = i_0 + i_p = K e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{\sqrt{2} U_0}{Z} \sin(\omega t + \psi - \varphi). \quad (3.28)$$

Integrační konstanta K se vypočte z počáteční podmínky

$$0 = K + \frac{\sqrt{2} U_0}{Z} \sin(\psi + \varphi). \quad (3.29)$$

Proud při přechodovém ději tohoto zjednodušeného obvodu tedy bude

$$i = \frac{\sqrt{2}U_0}{Z} \left[\sin(\omega t + \psi - \varphi) - e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(\psi - \varphi) \right]. \quad (3.30)$$

Rozborem extrémů funkce (3.30) lze zjistit, že přechodový děj nenastane v případě $\psi = \varphi$ a bude největší při $\psi = \pi/2 - \varphi$. Pro uvedené případy je zřejmé, že skutečný transformátor nemá konstantní indukčnost L , která výrazně klesá při přesycení jádra. Tuto metodou proto nelze jednoduše použít pro odhad maxima zapínacího proudu. Pro tento případ je nutno uvedené jednoduché přiblížení upravit zavedením funkce $L_I = L_I(i)$.

3.3.2 Výpočet z plochy vinutí a jádra

Prakticky použitelná metoda k přibližnému určení maximální velikosti zapínacího proudu je uvedena v několika publikacích [3, 16, 20], kde úvaha vychází z myšlenky, že magnetický tok primární cívky ϕ_I musí neustále odpovídat indukovanému napětí. Přitom část tohoto celkového magnetického toku ϕ_I teče jádrem transformátoru ϕ_c a část ϕ_a teče mezerou mezi vnějším obvodem jádra a primárním vinutím.

$$\phi_I = \phi_c + \phi_a. \quad (3.31)$$

V minulé podkapitole bylo odvozeno, že teoretický maximální tok je

$$\phi_{I\max} = 2\phi_m + \phi_r. \quad (3.32)$$

Vlivem přechodového jevu po zapnutí dojde k přesycení jádra. Magnetický tok jádrem je v tom případě omezen indukcí nasycení materiálu jádra B_s a průřezem jádra S_c

$$\phi_c = B_s S_c. \quad (3.33)$$

Část magnetického toku jádra je vytlačena vně jádra do mezery mezi jádrem a primární cívkou. Magnetický tok v ϕ_a je

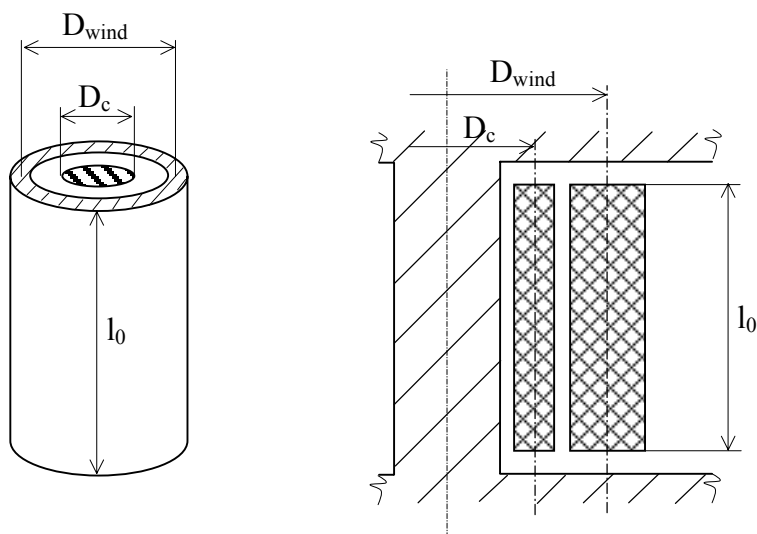
$$\phi_a = B_a S_c. \quad (3.34)$$

Plocha mezey mezi vinutími a jádrem S_a je určena průměrným průřezem vinutí D_{wind} a vnějším průměrem jádra D_c podle obrázku 3.3 . Dosazením maximální teoretické hodnoty magnetického toku (3.31) do rovnice (3.32) určíme tok v mezeře mezi primárním vinutím a jádrem

$$\phi_a = \phi_1 - \phi_c = 2 \overbrace{\phi_m}^{B_m S_c} + \overbrace{\phi_r}^{B_r S_c} - \overbrace{\phi_c}^{B_s S_c}. \quad (3.35)$$

Tomu odpovídá magnetická indukce

$$B_a = \frac{S_c}{S_a} (2B_m + B_r - B_s). \quad (3.36)$$



Obrázek 3.4: Geometrie jádra a vinutí pro odhad velikosti maxima zapínacího proudu

Magnetické indukci v mezeře mezi jádrem a primární cívku odpovídá intenzita magnetického pole

$$H_a = \frac{1}{\mu_0} B_a. \quad (3.37)$$

Maximum špičky zapínacího proudu se určí obdobně jako u vzduchového solenoidu

$$I_{\max} = \frac{H_a i_0}{N} = \frac{B_a i_0}{\mu_0 N}, \quad (3.38)$$

kde l_0 je délka jeho indukčních čar ve vzduchu. Dosazením (3.36) získáme vztah pro výpočet maxima zapínacího proudu

$$I_{\max} = \frac{1}{\mu_0} \frac{S_c l_0}{S_a N} (2B_m + B_r - B_s). \quad (3.39)$$

Další metoda výpočtu průběhu zapínacího proudu vychází z vyšetřování zapínacího proudu simulací ve frekvenční oblasti. Nelineární chování jádra se zde popisuje polynomem, a přitom se zanedbává vliv hystereze a vířivých proudů. Toto vyjádření problému ve frekvenční oblasti sdružuje dohromady vliv remanentního magnetického toku a stejnosměrné složky magnetického toku, vyvolané okamžikem připnutí transformátoru k síti. Proto není tento postup vhodný pro vyšetřování zapínacího proudu v závislosti na stavu jádra před připnutím a podmínkách při připnutí k síti.

Tabulka 3.1: Teoretické velikosti maxim zapínacího proudu podle (3.39)

Parametr		RJV 6,3	P-03143
Průřez jádra	$S_c [m^2]$	0,0053	0,0045
Průřez mezery mezi vinutím a jádrem	$S_a [m^2]$	0,0054	0,00452
Výška vinutí	$l_0 [m]$	0,0178	0,28
Počet závitů primárního vinutí	N_I	217	131
Amplituda pracovní indukce	$B_m [T]$	1,5	1,55
Maximální remanentní indukce	$B_r [T]$	0,95	1,5
Indukce nasycení	$B_s [T]$	1,98	1,98
Maximální špička zapínacího proudu	$I_{\max} [A]$	1260	4400

3.4 Způsoby omezení zapínacího proudu při přechodovém jevu

Podle dostupné literatury [3, 17, 25] jsou v podstatě jen tři základní možnosti. Připnutí ve vhodné fázi napájecího napětí, snížení pracovní indukce, na kterou je transformátor navržen, a odstranění remanentní indukce. Všechny používané praktické i teoretické metody využívají zmíněných přístupů nebo jejich kombinací.

Metoda připnutí transformátoru ve vhodné fázi napájecího napětí vychází z podmínky pro nulovou stejnosměrnou složku magnetického toku ϕ (3.18). Tato metoda je z fyzikálního pohledu ideální. Parametry transformátoru jsou zcela zachovány. Přechodový jev trvá nulovou dobu a transformátor okamžitě pracuje v ustálených podmínkách. Proto zapínací proud odpovídá proudu v ustáleném stavu. Přímé využití této metody je bohužel technicky velmi náročné a prakticky se používá zřídka.

Snížení pracovní indukce transformátoru neovlivňuje podmínku vzniku zapínacího proudu, ale účinně zvyšuje rezervu mezi maximálním tokem ϕ_{max} a saturací jádra ϕ_s , a tak omezuje velikost zapínacího proudu. Od pracovního magnetického toku je odvozena jak stejnosměrná složka magnetického toku vznikající při přechodovém jevu, tak i remanentní tok ϕ_r . Snížení pracovní indukce se tedy promítne do všech členů rovnice (3.20). Každé snížení pracovního toku má proto za následek přibližně trojnásobné zvětšení rezervy před saturací. Zmenšení maxima zapínacího proudu lze odhadnout ze zjednodušeného odhadu maxima zapínacího proudu (3.39).

Snížení remanentní indukce se provede zvětšením průřezu jádra a zvýšením počtů závitů vinutí. Zároveň se zvětšuje impedance vinutí, která dále snižuje velikost zapínacího proudu. Tyto úpravy ovšem způsobí nárůst ztrát naprázdno i nakrátko, zvětšení a prodražení celého transformátoru.

Zvětšení impedance primárního obvodu neomezuje přímo rozvoj přechodového jevu. Impedance brání nárůstu zapínacího proudu tak, že snižuje elektromotorické napětí a tím pracovní indukci. Impedance primárního vinutí také urychluje odeznívání stejnosměrné složky magnetického toku. Zvětšení impedance vinutí však přímo odpovídá zvýšení napětí nakrátko. V praxi se používá buď trvalé zvýšení impedance primárního obvodu nebo její zvýšení pouze po dobu rozběhu.

Odstranění remanentní indukce působí obdobně jako snížení pracovní indukce. Vytváří rezervu mezi maximálním tokem a saturací jádra. Teoreticky je zapínací proud podle (3.39) snížen o necelou třetinu. Při praktickém nasazení se dále mohou objevit

problémy s úplným odstraněním remanence nebo se samovolným opětovným magnetováním jádra vlivem slabých okolních polí.

3.5 Porovnání metod pro omezení zapínacího proudu při přechodovém jevu

V tabulce 3.1 jsou uvedeny všechny dostupné metody omezení zapínacího proudu uváděné v dostupné literatuře [3, 16, 25].

Při volbě metody je vždy třeba zvážit vliv na ostatní parametry transformátoru. Změnou konstrukce transformátoru nelze zapínací proud zcela odstranit. Z tohoto pohledu jsou zajímavější obvody určené k potlačení zapínacího proudu zapojované do primárního obvodu. Pro náročné aplikace, kde nevadí poměrně dlouhý rozběh nezátíženého transformátoru a není vyžadován přerušovaný provoz, je vhodné použít NTC termistory, které vynikají jednoduchostí. Standardní a nejvíce používané řešení k omezení zapínacího proudu je stupňový spouštěč.

Metody založené na demagnetování jádra před připnutím transformátoru je nutno používat obzvláště opatrně. Často je vhodnější použít jinou metodu se zaručeným potlačením zapínacího proudu.

Pro náročné aplikace, kde je kladen důraz na rychlost připnutí, jsou určeny speciální obvody měkkého rozběhu transformátorů. Z praktického hlediska je nejjednodušší, a tak i nejspolehlivější, obvod měkkého rozběhu s unipolárním řízením.

Tabulka 3.2.: Porovnání metod omezení zapínacího proudu podle [3]

Metoda	odstranění zapínacího proudu	Ovlivnění parametrů transformátoru
Snížení pracovní indukce stroje	*	$\Downarrow P_0 \Uparrow I_0 \Downarrow m$
Snížení remanence jádra	*	$\Uparrow P_0 \Uparrow I_0$
Definovaná vzduchová mezera		$P_0 \Uparrow I_0$
Virtuální vzduchová mezera	*	$\Uparrow P_0 \Uparrow I_0$
Demagnetování	*	$\Downarrow Q$
Zvýšení impedance primárního vinutí	**	$\Uparrow P_k \Uparrow I_k \Uparrow m$
Připínání vinutí v jiném pořadí	*	$\Uparrow \Uparrow$
Stupňový spouštěč	**	$\Uparrow P_0 \Uparrow I_0$
NTC termistor	**	$\Uparrow P_k \Uparrow I_k$
Připnutí ve vhodném úhlu	***	$\Uparrow P_0 \Uparrow I_0$
SSR se spínáním v maximu	*	$\Uparrow P_0 \Uparrow I_0$
Obvod měkkého startu	***	$\Uparrow P_0 \Uparrow I_0$

Množství hvězdiček určuje účinnost omezení zapínacího proudu a směr a šíře šipky znázorňuje, které parametry a jak výrazně budou ovlivněny.

Jelikož je tato práce především věnována zkoumání zákonitostí v souvislosti se změnou pracovní indukce, bude dále rozebrána podrobněji právě tato metoda.

3.6 Snížení pracovní indukce stroje

Jádro transformátoru je úmyslně navrženo s větším průřezem tak, aby pracovní indukce nedosahovala vysokých hodnot. Nejsou pak plně využity vlastnosti materiálu jádra, ale dojde ke snížení zapínacího proudu. Jde tedy o metodu aplikovanou při konstrukci stroje, a nelze ji proto použít na již hotové transformátory.

Změna rozměrů transformátoru sebou přináší několik nepříjemných důsledků. Zprvce výrazně vzroste hmotnost stroje a částečně i jeho velikost. Zvýšení hmotnosti jádra odpovídá nepřímo úměrně snížení pracovní indukce. Nárůst hmotnosti vinutí a izolačního

systemu bude méně výrazný. Pro zvětšení průřezu jádra se volí buď zvýšení svazku plechů jádra nebo se použije větší jádro.

Změna pracovní indukce a rozměrů jádra ovlivní všechny parametry transformátoru. Podle simulací a již publikovaných závěrů [3] lze říct, že změna pracovní indukce bude malá v řádu jednotek až několika desítek procent směrem k nižším hodnotám indukce. Potom se parametry změní minimálně. Dobrým ukazatelem jsou ztráty naprázdno P_0 a nakrátko P_k . Zatímco ztráty nakrátko mírně rostou, vlivem prodloužení vinutí, ztráty naprázdno se rychle snižují s klesající pracovní indukcí. Dojde rovněž k poklesu magnetizačního proudu a k snížení harmonického zkreslení.

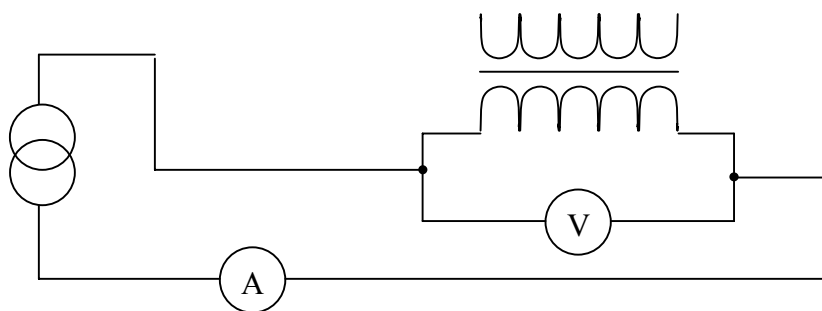
Změnu zapínacího proudu je možno odhadnout podle dříve popsané přibližné metody z rovnice (3.39). Například, sníží-li se u toroidního transformátoru P-03143 pracovní indukce B_r o 10 %, klesne maximální zapínací proud I_t na 3600 A, tedy o 22 % oproti hodnotě uvedené v tabulce 3.1.

4 Měření parametrů transformátoru

4.1 Měření odporu vinutí

Odpor vinutí je důležitým parametrem náhradního schématu transformátoru. Podílí se na ztrátách a výrazně omezuje velikost proudu při přechodovém jevu. Měření vychází z ČSN 35 1086 Metody elektromagnetických zkoušek a měření odporu vinutí stejnosměrným proudem [3, 24, 25].

Odpor vinutí transformátoru se měří čtyřvodičovou metodou v místě svorkovnice transformátoru.



Obrázek 4.1.: Zapojení obvodu při měření odporu vinutí

Při měření je důležité kvalitní připojení měřicích svorek, a to do místa, ve kterém bude v dalších měřeních měřeno napětí a proud vinutí. Za těchto podmínek se přechodové odpory svorkovnic a propojovacích vodičů přičtou k odporu vinutí stroje.

Jednotlivá měření budou při tomto uspořádání porovnatelná bez chyb způsobených impedancí přívodů.

4.1.1 Zpracování měření

Nejprve se určí odpory vinutí z Ohmova zákona

$$R_i = \frac{\Delta u_i}{i_i}. \quad (4.1)$$

Výsledný odpor je dále korigován o nárůst odporu vlivem povrchového jevu při frekvenci 50Hz

$$R_\delta = k_\delta R, \quad (4.2)$$

kde konstanta nárůstu odporu je

$$k_\delta = \frac{J_{0\pi^2}}{J_{avg}}. \quad (4.3)$$

Střední hodnota proudové hustoty ve vodiči kruhového průřezu J_{avg} je dána integrálem

$$J_{avg} = 2\pi \int_0^r J(x) x dx = \pi \delta J_0 [-r + j(r + \delta)] e^{\frac{r}{\delta}(-1-j)} - j\pi J_0 \delta^2, \quad (4.4)$$

kde funkce útlumu proudové hustoty $J(x)$ závislosti na hloubce od povrchu vodiče x je

$$J(x) = J_0 e^{-\frac{x}{\delta}} e^{-j\frac{x}{\delta}} \quad (4.5)$$

Povrchový jev tedy způsobuje nárůst impedance vinutí Z , tedy nejen odporu R , ale také jeho vnitřní indukčnosti L .

4.1.2 Naměřené hodnoty

Měření odporu vinutí bylo prováděno na transformátorech P-03143 3,68 kVA typ toroid a RJV 6,3 typ UI.

Tabulka 4.1.: Porovnání měření odporu vinutí

RJV 6,3	R [Ω]	R _{δ} [Ω]
Primár-P1+P2+P3+P4	0,0516±0,001	0,05676±0,001
Primár-P1	0,1331±0,001	0,14641±0,001
Primár-P2	0,0211±0,001	0,02321±0,001
Primár-P3	0,0725±0,001	0,07975±0,001
Primár-P4	0,0209±0,001	0,02299±0,001
Sekundár-S1+S2	0,02552±0,001	0,028072±0,001
P-03143		
Primár- mezi vinutím 1a2	0,1199±0,001	0,1262±0,001
Sekundár- mezi vinutím 3 a 4	0,13321±0,0006	0,1262±0,00005
Sekundár- mezi vinutím 4 a 5	0,017±0.0003	0,018±0.0003
Sekundár- mezi vinutím 5 a 6	0,0216±0,00005	0,0227±0,00005

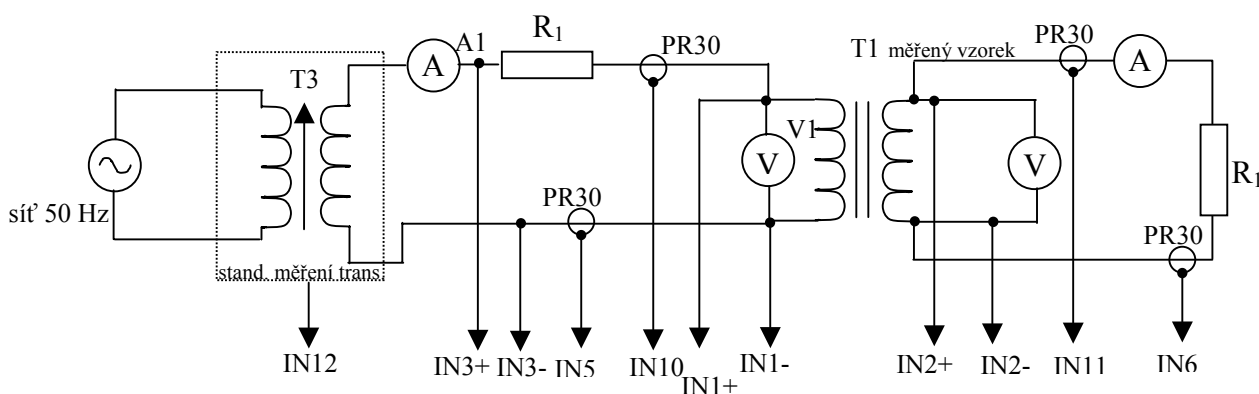
Odpory vinutí obou transformátorů jsou srovnatelné, což je dáno tím, že mají srovnatelný jmenovitý výkon a jsou na stejné napětí. Toroidní transformátor má mírně menší odpor primárního vinutí. Z toho vyplývá, že na tomto typu transformátoru lze na vinutí ušetřit a v důsledku mít lehčí transformátor s větší tvrdostí.

4.2 Měření transformátoru naprázdno a při zatížení

Tato měření mají sloužit k získání tvaru efektivních magnetizačních smyček. Z měření se určují parametry magnetizační smyčky: remanentní indukce B_r , koercitivní síla H_c , maximální intenzita magnetického pole H_{max} a maximální indukce B_{max} .

Měření naprázdno je popsáno v ČSN 35 1086. Slouží pro určení ztrát naprázdno P_0 a proudu naprázdno i_0 . Z měření naprázdno se počítají prvky náhradního schématu transformátoru odpovídající hlavní indukčnosti L_m a ztrátám v magnetickém obvodu R_{fe} . Měření se provádí při jmenovitém napětí sinusového tvaru, $R_l = 0$ a $R_3 = inf$.

Měření při zatížení odporovou zátěží se provádí obdobně jako měření naprázdno. Transformátor se zatěžuje rezistorem s takovou hodnotou, aby proud byl $0,3 I_n$ a v druhé sadě měření I_n . Měření se provádí při různých napájecích napětích $0,1$ až $1,8 U_n$. Rezistor R_l zrychluje odeznění přechodového jevu, pro měření není nutný.



Obrázek 4.2.: Zapojení obvodu při měření naprázdno a při zatížení

4.2.1 Zpracování měření naprázdno

U měření naprázdno se z oscilogramů napětí a proudu primárního vinutí vypočítá magnetizační proud $I_{mag} = I_0$ a ztráta naprázdno P_0 , které jsou dány příkonem. Prvky náhradního schématu transformátoru R_{fe} a L_m nejsou v matematickém obvodu transformátoru použity, ale pro zajímavost je lze určit z výkonů rovnicemi

$$R_{fe} = \frac{U_0^2}{P_0}, \quad (4.6)$$

$$X_m = \frac{U_0^2}{Q_0}, \quad (4.7)$$

$$L_m = \frac{1}{\omega} X_m. \quad (4.8)$$

Pro jednoduchost není respektován odpor a rozptylová indukčnost primárního vinutí. Tím vznikne chyba elektromotorického napětí odpovídající úbytkům na těchto prvcích. Vzhledem k tomu, že proud naprázdno je u tohoto typu transformátorů malý, dojde k chybě přibližně 0,1 %. Srovnáním s chybou měření napětí je možno dojít k závěru, že toto zanedbání nezvětší významně chybu veličin R_{fe} , X_m a dalších z nich odvozených.

Z měření při jmenovité zátěži se určí převod transformátoru při jmenovité zátěži a odpor zatěžovacího rezistoru

$$p = \frac{U_{1Rn}}{U_{2Rn}}, \quad (4.9)$$

$$R_z = \frac{U_{2Rn}}{I_{2Rn}}. \quad (4.10)$$

Z dat získaných při měření s $I_l = 0,3 I_n$ a se zařazeným odporem R_l lze vypočítat opět velikost zatěžovacího rezistoru R_z podle rovnice (4.5) a velikost rezistoru R_l , zařazeného v sérii s napájecí sítí

$$R_l = \frac{U_{1Rn} - U_1}{I_1}. \quad (4.11)$$

Hodnoty maximální intenzity magnetického pole H_{max} a maximální indukce B_{max} jsou vrcholem magnetizační smyčky v bodě $max(H)$. Obdobně jsou určeny minimální hodnoty v bodě $min(H)$.

Výpočet koercitivní síly H_c začíná určením přibližného průsečíku magnetizační křivky horizontální osou. Remanentní indukce B_r se počítá obdobně jako koercitivní síla

s tím rozdílem, že se vyhledávají průsečíky s vertikální osou [3, 24].

4.2.2 Naměřené hodnoty z měření naprázdno

V této kapitole jsou obsaženy jen nejdůležitější výsledky z celého měření. Postup, podmínky a další výsledky z měření jsou uvedeny v příloze C.

Tabulka 5.3.: Srovnání ztrát a napětí naprázdno

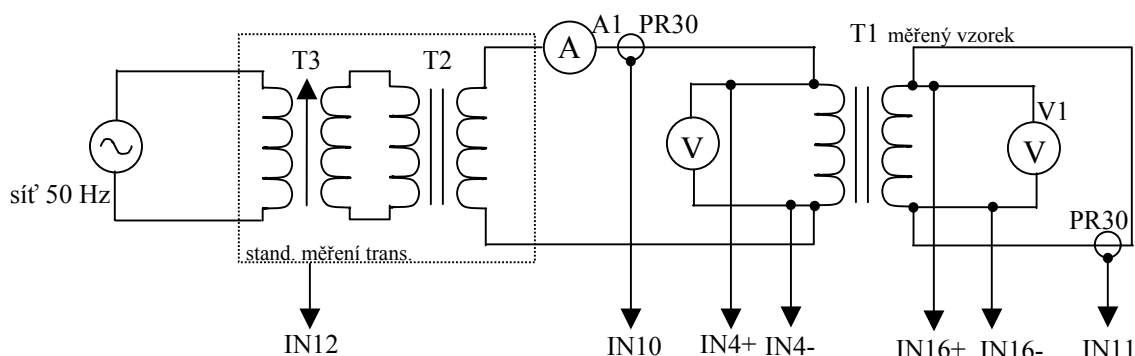
	$R_{fe} [\Omega]$	$L_m [H]$	$P_0 [W]$	$I_0 [A]$	$p [-]$
RJV 6,3	2480 ± 190	$1,212 \pm 0.03$	$64,4 \pm 5$	$1,063 \pm 0.021$	$0,9864 \pm 0.009$
P-03143	3030 ± 380	17 ± 11	17.5 ± 2.2	0.087 ± 0.011	0.97746 ± 0.009

V toroidním transformátoru je malý proud I_0 na nakrátko a z toho vyplývá vyšší kvalita magnetického obvodu. Ztráty v jádře jsou srovnatelné s UI transformátorem.

4.3 Měření transformátoru nakrátko

Měření nakrátko je jedním z měření popsaných v ČSN 35 1086. Slouží pro určení ztrát nakrátko P_k a napětí nakrátko u_k . Z měření nakrátko lze také vypočítat činný odpor vinutí R a jeho rozptylovou indukčnost L_σ při malém sycení jádra transformátoru.

Měření se provádí při sníženém napětí tak, aby nedošlo k tepelnému poškození vinutí. Proud se volí v rozsahu 0,25 až 1 I_n .



Obrázek 4.3.: Zapojení obvodu při měření nakrátko

4.3.1 Zpracování měření nakrátko

Běžně užívanou metodou k určení impedance vinutí transformátoru je výpočet z efektivních hodnot napětí, proudu a z činného výkonu

$$|Z_p| = \frac{U_k}{I_k}, \quad (4.12)$$

$$R_p = \frac{P_k}{I_k^2}, \quad (4.13)$$

$$X_p = \sqrt{|Z_p|^2 - R_p^2}, \quad (4.14)$$

$$L_p = \frac{1}{\omega} X_p. \quad (4.15)$$

Odpor vinutí v rovnici (4.13) je možno zpřesnit zahrnutím odporu zkratovacího vodiče R_s ze změřených sekundárních veličin U_{2k} a I_{2k}

$$R_p = \frac{P_k}{I_k^2} - R_s = \frac{P_k}{I_k^2} - \frac{U_{2k}}{I_{2k}}. \quad (4.16)$$

Výsledkem je součet činných odporů primárního a sekundárního vinutí v poměru převodu transformátoru R_p . Obdobně je složen součet rozptylových indukčností obou vinutí L_p .

$$R_p = R_1 + p^2 R_2, \quad (4.17)$$

$$L_p = L_{\sigma 1} + p^2 L_{\sigma 2}. \quad (4.18)$$

Z těchto součtů je nemožné určit, jakou měrou se na nich podílejí jednotlivá vinutí. Poměr činných odporů vinutí je možno měřit přímo, proto nemá smysl se jím zabývat. Poměr rozptylových indukčností lze pouze odhadnout.

Úvaha vychází ze vztahu pro výpočet indukčnosti

$$L = \frac{N^2}{\Re}. \quad (4.19)$$

Je možno vyslovit předpoklad, že u transformátoru s prostřídáním děleným vinutím budou hodnoty reluktancí $\Re R$ obou vinutí stejné. V tom případě bude platit.

$$p^2 = \frac{N_1^2}{N_2^2} = \frac{L_{\sigma 1}}{L_{\sigma 2}} = \frac{X_{\sigma 1}}{X_{\sigma 2}}. \quad (4.20)$$

Rozptylové indukčnosti obou vinutí pak jsou:

$$L_{\sigma 1} = \frac{1}{2} L_p, \quad L_{\sigma 2} = \frac{1}{2p^2} L_p. \quad (4.21)$$

Skutečný poměr rozptylových indukčností může být vlivem rozdílů geometrického uspořádání obou vinutí jiný.

V případě tohoto měření, kdy jsou k dispozici vzorkované průběhy napětí a proudu, je možno určit součty R_p a L_p přesněji z fázorů proudu a napětí první harmonické. Fázory je možno získat diskrétní Fourierovou transformací (DFT) za předpokladu, že vzorkovací frekvence bude celočíselným násobkem základní harmonické signálu

$$U_k = \frac{2}{N} \sum_{m=1}^N u_m \sin \frac{2\pi m}{N_T} + j \frac{2}{N} \sum_{m=1}^N u_m \cos \frac{2\pi m}{N_T}, \quad (4.22)$$

$$I_k = \frac{2}{N} \sum_{m=1}^N i_m \sin \frac{2\pi m}{N_T} + j \frac{2}{N} \sum_{m=1}^N i_m \cos \frac{2\pi m}{N_T}, \quad (4.23)$$

kde N_T je počet vzorků na jednu periodu a N je celkový počet vzorků obsahující celočíselný počet period signálu. Podmínka zpracování celočíselného počtu period zaručuje korektní použití obdélníkového okénka a správný výsledek DFT.

Pro snadnější zpracování je výhodné orientovat fázorový diagram tak, aby fázor napětí ležel v reálné ose

$$U' = Ue^{-i\varphi U}, \quad I' = Ie^{-i\varphi U}. \quad (4.24)$$

Jde o pootočení systému o úhel

$$\varphi U = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im}(U)}{\operatorname{Re}(U)}. \quad (4.25)$$

Součet odporů R_p a reaktancí rozptylových indukčností X_p je pak dán rovnicemi

$$R_p = \frac{|U'|}{|I'|} \cos \varphi_I \quad a \quad (4.26)$$

$$X_p = \frac{|U'|}{|I'|} \sin \varphi_I, \quad (4.27)$$

kde úhel svíraný oběma fázory je

$$\varphi_I = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im}(I)}{\operatorname{Re}(I)}. \quad (4.28)$$

Rovnice (4.26) a (4.27) nahradí původní rovnice (4.13) a (4.14). Další část výpočtu zůstane nezměněna.

Ztráty nakrátko se počítají podle ČSN 35 1086. Změřená hodnota činného příkonu P'_k se přepočítává na jmenovitý proud

$$P_k = P'_k \left(\frac{I_n}{I'} \right)^2, \quad (4.29)$$

kde I_n je jmenovitý proud a I' je proud při měření nakrátko.

Napětí nakrátko U_k se udává v procentech jmenovitého napětí U_n

$$U_k = \frac{U'_k}{U_n} \frac{I_n}{I'} 100, \quad (4.30)$$

kde U_n je jmenovité napětí a U' je primární napětí při měření nakrátko [3, 24].

4.3.2 Naměřené hodnoty z měření nakrátko

V této kapitole jsou obsaženy jen nejdůležitější výsledky z celého měření, podrobněji jsou okrajové hodnoty a mezivýpočty ukázány v příloze D.

Tabulka 4.3.: Porovnání parametrů vinutí z měření nakrátko $I_k=I_n$

		Výpočet z výkonu	výpočet z fázorů 1. harmonické
$R_1 + p^2 R_2$ [Ω]	♣	0.2694±0.0082	0.2694±0.0039
$R_1 + p^2 R_2$ [Ω]	□	0,342±0,012	0,3418±0,0062
$L_{\sigma 1} + p^2 L_{\sigma 2}$ [H]	♣	0.000254±9.9e-005	0.0002513±6.5e-006
$L_{\sigma 1} + p^2 L_{\sigma 2}$ [H]	□	0,776±0,067	0,737±0,014
$L_{\sigma 1}$ [H]	♣	0.000127±4.9e-005	0.0001257±3.2e-006
$L_{\sigma 1}$ [H]	□	0,388±0,033	0,3686±0,0072
$L_{\sigma 2}$ [H]	♣	0.000133±5.2e-005	0.0001315±3.4e-006
$L_{\sigma 2}$ [H]	□	0,402±0,035	0,3823±0,0074

♣ -hodnoty pro transformátor P-03143

□ -hodnoty pro transformátor RJV 6,3

Podle očekávání z tabulky 4.3. vyplývá, že rozptylové indukčnosti jsou výrazně menší, takže se opět potvrzuje, že transformátor je výrazně tvrdší..

Tabulka 5.3.: Porovnání ztrát a napětí nakrátko

	P_n [W]	P_k [W]	U_k [% U_n]
RJV 6,3	5000	$53,7 \pm 2$	$1,319 \pm 0,024$
P-03143	3680	$66.6 \pm 2,1$	$1.913 \pm 0,029$

Hodnoty v tabulce 4.3. vycházejí opačně, než byl původní předpoklad. Pokud R_l , R_2 , $L_{\sigma 1}$ a $L_{\sigma 2}$ jsou menší, tak se předpokládá, že i P_k a U_k bude menší. V tomto případě se však předpoklad nepotvrdil.

5 Měření přechodového jevu transformátoru

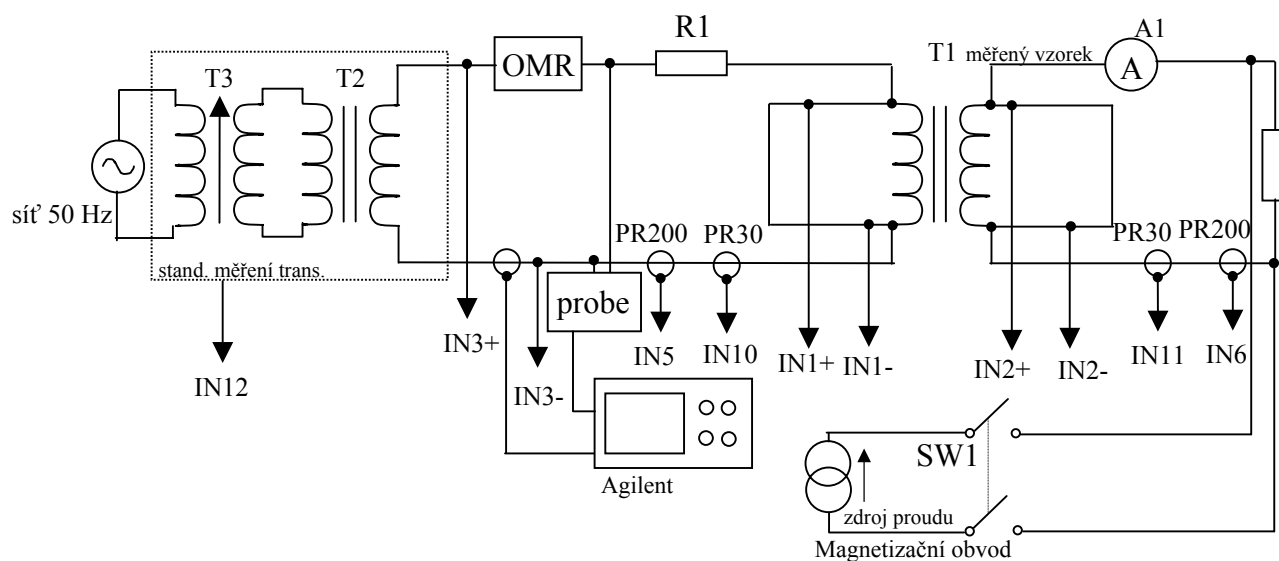
Tato měření slouží k získání tvaru efektivních magnetizačních smyček při vysokých hodnotách intenzity magnetického pole a k určení závislosti zapínacího proudu na vstupních parametrech – okamžiku zapnutí a remanentní indukci. Měření se opakovala s různým sycením transformátoru pro zjištění závislosti zapínacího proudu na sycení transformátoru.

Transformátor je připínán k síti přípravkem s časovacím obvodem. Proud do primárního vinutí je připojován výkonovým triakem. Hlavní napájecí přívod musí být dostatečně dimenzován, protože při měření dochází ke špičkovým odběrům ve stovkách ampér.

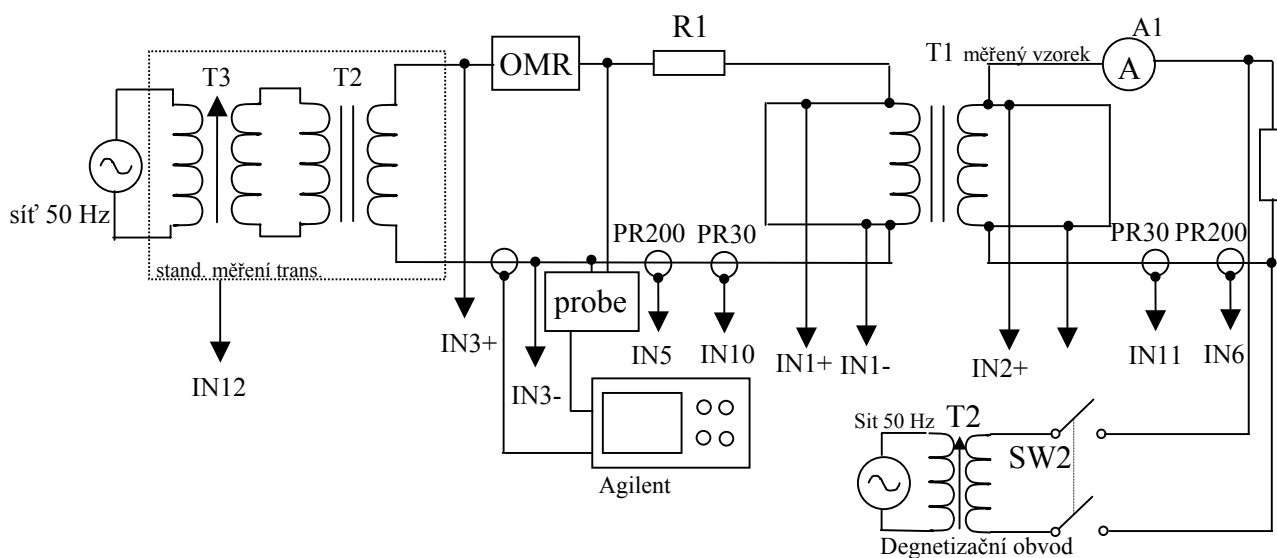
V první sadě je před každým měřením demagnetován magnetický obvod transformátoru připojením střídavého napětí SW2 k sekundárnímu vinutí s postupným snižováním amplitudy tohoto napětí. V druhé a třetí sadě je před každým měřením obvod stejnosměrně magnetován zdrojem proudu. Magnetovací proud by měl být větší, než magnetizační proud transformátoru I_m .

Tato měření byla prováděna podle stávajících metod a v přímé návaznosti na disertační práci „Přechodový děj při zapnutí transformátoru“ Ing. Miroslava Nováka Ph.D. [3], kde byla navržena aparatura po tyto druhy měření. Bohužel transformátory měřené v této práci, byly jiného typu, a proto při sestavení již použité aparatury došlo

k technickému nedostatku, kdy vysoké hodnoty zapínacího proudu (zejména u toroidního transformátoru) přerušovaly stávající jisticí zařízení. Po připojení transformátoru do sítě (v některých případech) se objevily proudy až stonásobné oproti jmenovitým hodnotám. V důsledku toho se nožová pojistka o hodnotě 40A přetavila. Proto bylo nutné navrhnout takovou měřicí aparaturu, která by umožňovala proměřit zapínací proud bez přerušování obvodu. Toho bylo docíleno změnou aparatury a to použitím předřadného odporu R_2 , jehož funkce bude vysvětlena v další podkapitole.



Obrázek 5.1: Zapojení obvodu při měření přechodového jevu a magnetizací jádra před měřením



Obrázek 5.2: Zapojení obvodu při měření přechodového jevu a demagnetizací jádra před měřením

5.1 Zpracování měření

Magnetické veličiny jsou určeny nepřímo z měřených napětí a proudů jednotlivých vinutí transformátoru. Intenzita magnetického pole H je počítána z proudů

$$H = \frac{N_1 I_1 + N_2 I_2}{l}. \quad (5.1)$$

Jednotlivé vzorky magnetického indukčního toku jsou počítány numerickou integrací z indukovaného napětí odvozeného ze sekundárního napětí a proudu rovnici

$$\phi(k) = \frac{1}{N_2 \Delta t} \sum_{n=1}^k -u_2(n) + R_2 i_2(n) + L_{\sigma 2} \frac{di_2(n)}{dt}, \quad (5.2)$$

kde Δt je perioda vzorkování. Použití primárního napětí je nevhodné.

Remanentní indukce B_r před připojením transformátoru k síti způsobí posun hysterezních smyček ve směru osy B . Její určení je možné z porovnání maximální magnetické polarizace J_{max} při prvním oběhu po magnetizační smyčce, kdy je transformátor silně přesycen, s teoretickou velikostí magnetické polarizace nasycení J_{sat} . Velikost polarizace nasycení J_{sat} je závislá na složení materiálu.

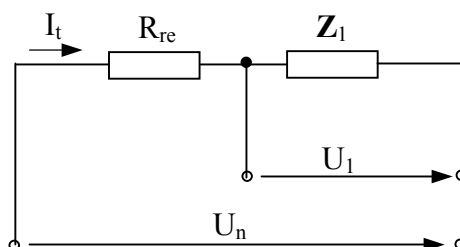
Remanentní indukci B_r se určí z měření s intenzivním přechodovým jevem $H > 10000 \text{ Am}^{-1}$, kdy je jádro transformátoru považováno za saturované. Remanentní indukce B_r je pak dána rozdílem

$$B_r = J_{sat} - J_{max}. \quad (5.3)$$

Jak bylo zmíněno v minulé kapitole, při pokusu o měření zapínacího proudu transformátoru, se vyskytl závažný nedostatek navržené metodiky použitého měření. Při připojení transformátoru na síť napětí docházelo k tak vysokým zapínacím proudům, že jističí prvky obvodu takto vysoké zatížení nebyly schopny snést. Proto bylo nutno vytvořit

opatření pro tato měření a navrhnout nový postup a nové zapojení. V důsledku toho byl do obvodu měření vložen předřadný rezistor takové hodnoty, aby snížení zapínacího proudu nebylo příliš velké z důvodu zkreslení měření a zároveň, aby hodnota zapínacího proudu klesla na hodnotu, která nebude ohrožovat jisticí prvky obvodu. Následně bylo nutno vytvořit matematickou formulaci, která umožní určit původní zapínací proud bez vloženého rezistoru.

Zjednodušeně je situace nastíněna na obrázku 5.3. Výpočet korigovaného proudu pomocí předřadného odporu je dán rovnicemi pomocí načrtnutého schématu a ze známých hodnot získaných při měření.



Obrázek 5.3.: Omezení maximální velikosti zapínacího proudu při měření

Nejprve se určí impedance primárního vinutí transformátoru Z_1 podle obrázku 5.3 z měřeného napětí sítě U_n velikosti předřadného odporu R_{re} a skutečně měřeného sníženého zapínacího proudu I_t .

$$I_{tm} = \frac{U_n}{Z} = \frac{U_n}{Z_1 + R_{re}}, \quad (5.4)$$

$$Z_1 + R_{re} = \frac{U_n}{I_t}, \quad (5.5)$$

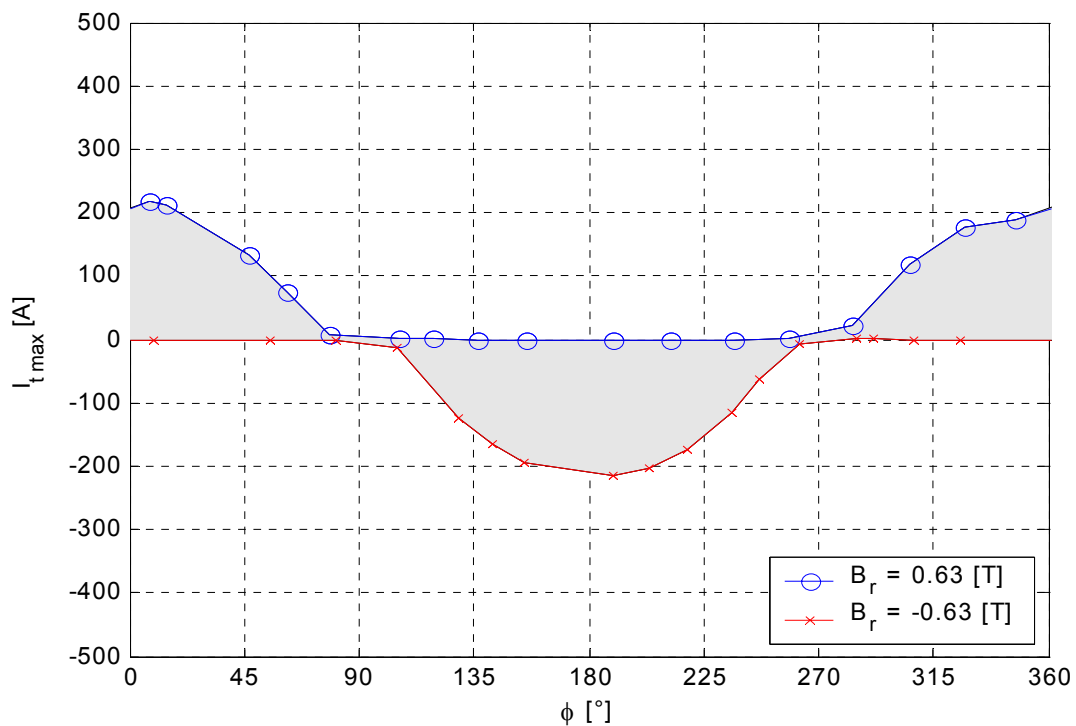
$$Z_1 = \frac{U_n}{I_t} - R_{re}, \quad (5.6)$$

Velikost zapínacího proudu, který by tekla obvodem v případě nezapojení předřazeného rezistoru R_{re} , lze určit ze vztahu

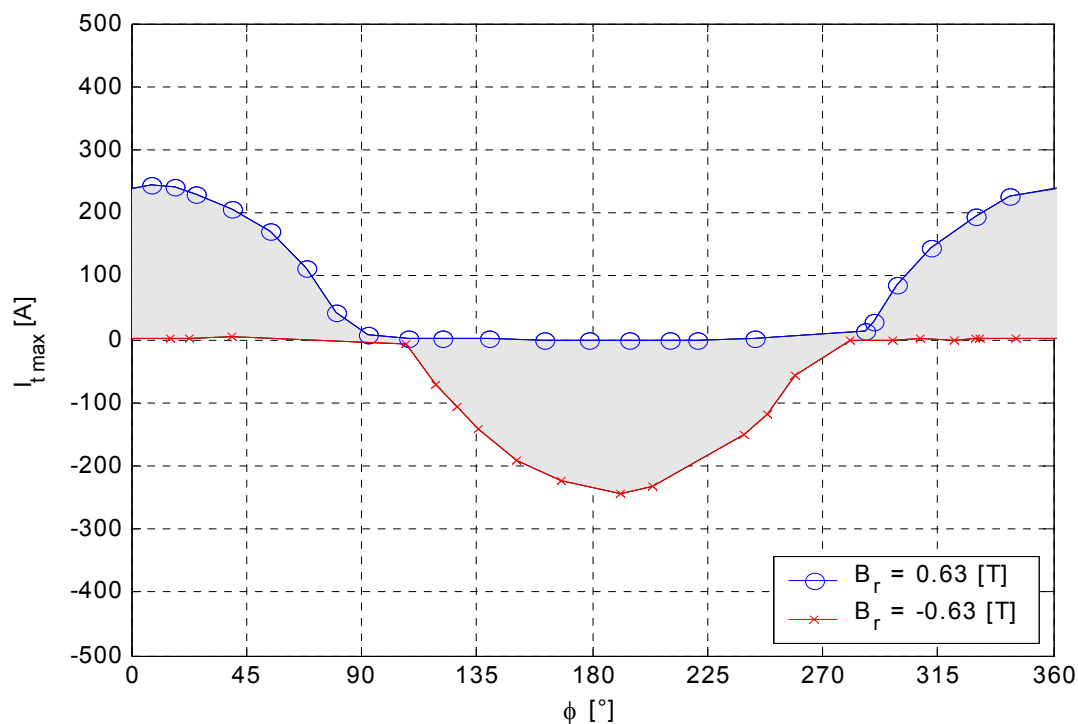
$$I_x = \frac{U_n}{Z_1}, \quad (5.7)$$

5.2 Naměřené výsledky

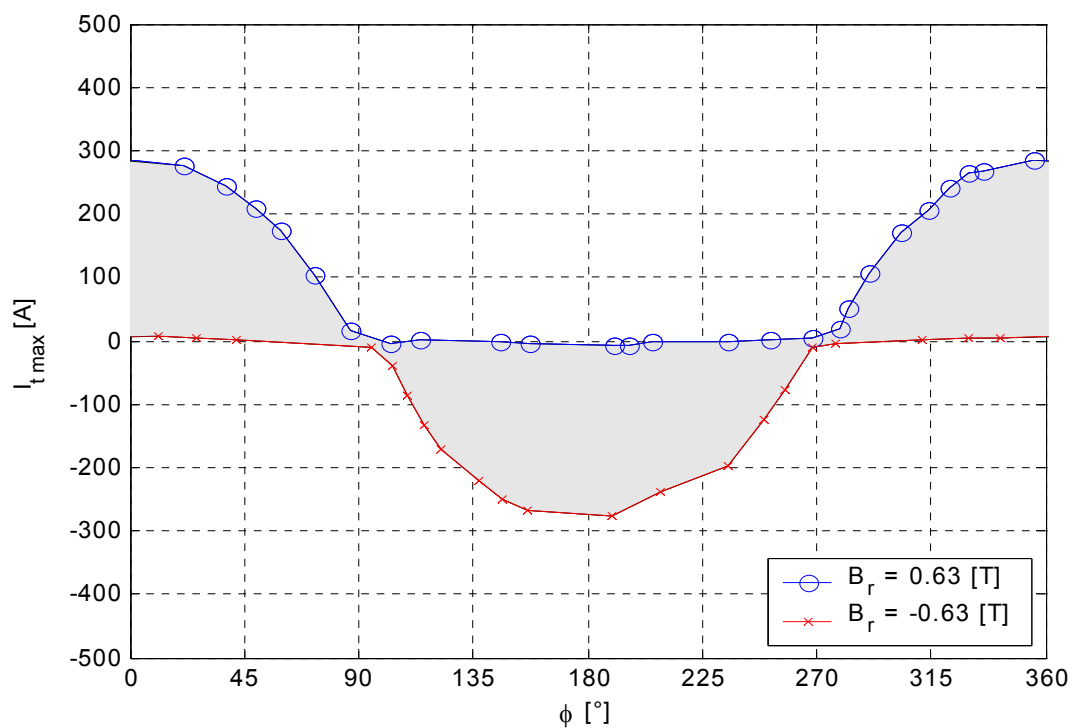
Ze série měření zapínacího proudu byly sestaveny grafy pro jednotlivé měřené transformátory RJV 6,3 (UI) a P-03143 (toroidní). Každý graf odpovídá určité pracovní indukci transformátoru. V grafu je vyznačena vyplněnou plochou oblast, kde se může pohybovat maximum zapínacího proudu v závislosti na úhlu připnutí k síti a počáteční remanentní indukci B_r . Zhora a zespodu omezuje tuto plochu maximální a minimální remanentní indukce, kterou je jádro schopno udržet po vypnutí transformátoru. V grafech jsou uvedeny zapínací proudy I_t změřené se zapojeným omezovacím rezistorem v síťovém přívodu. Dopočítaná hodnota pro zapojení bez tohoto rezistoru I_x podle rovnic (5.6) a (5.7) je uvedena pro absolutní maximum v titulku obrázku.



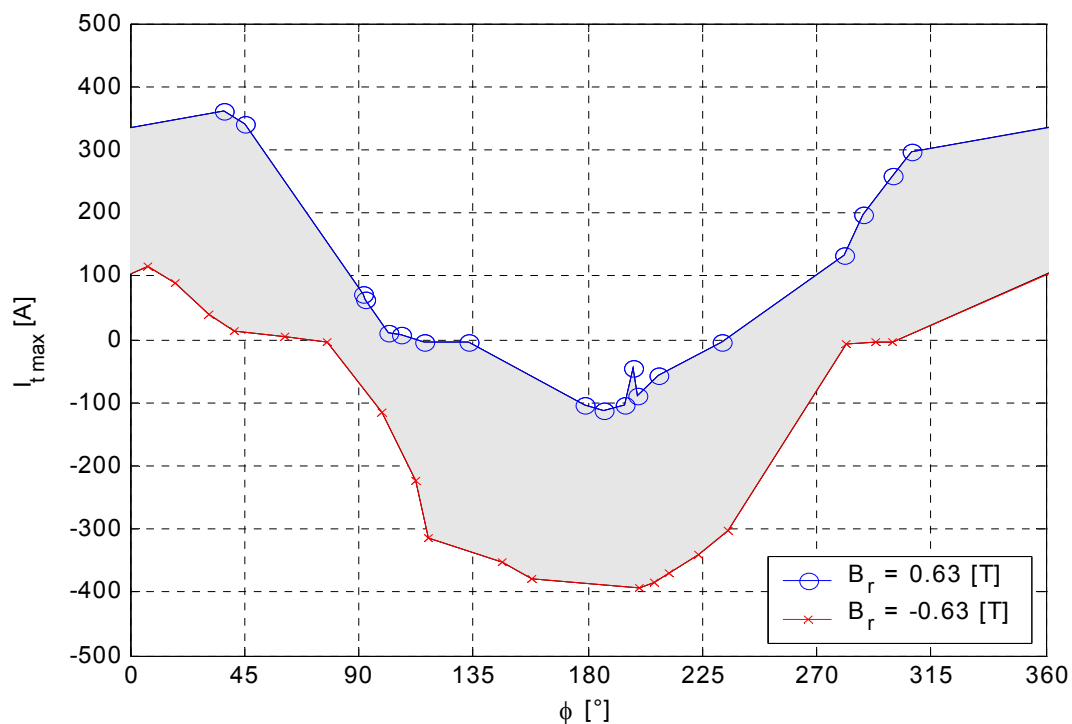
Obrázek. 5.4: Maxima zapínacího proudu **UI** transformátoru RJV 6,3 v závislosti na ϕ a B_r , při $B_{prac}=1,05$ T. Přepočítané maximum zapínacího proudu $I_t=210$ A $\Rightarrow I_x=480$ A.



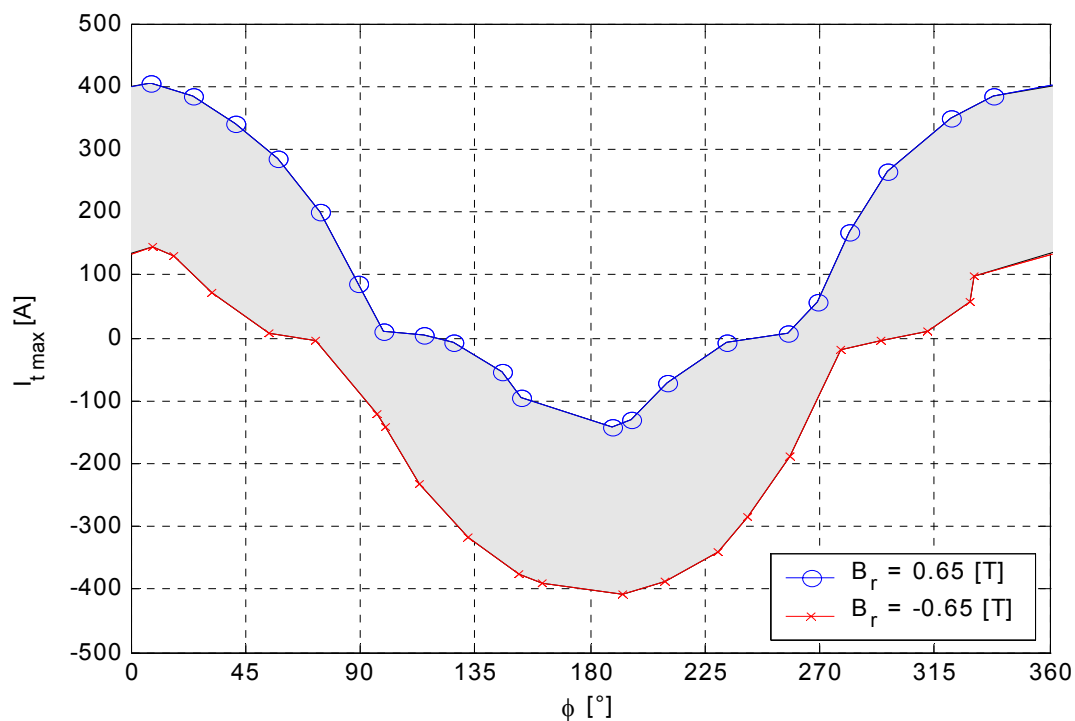
Obrázek. 5.5: Maxima zapínacího proudu **UI** transformátoru RJV 6,3 v závislosti na ϕ a B_r , při $B_{prac}=1,125$ T. Přepočítané maximum zapínacího proudu $I_t=245$ A $\Rightarrow I_x=640$ A.



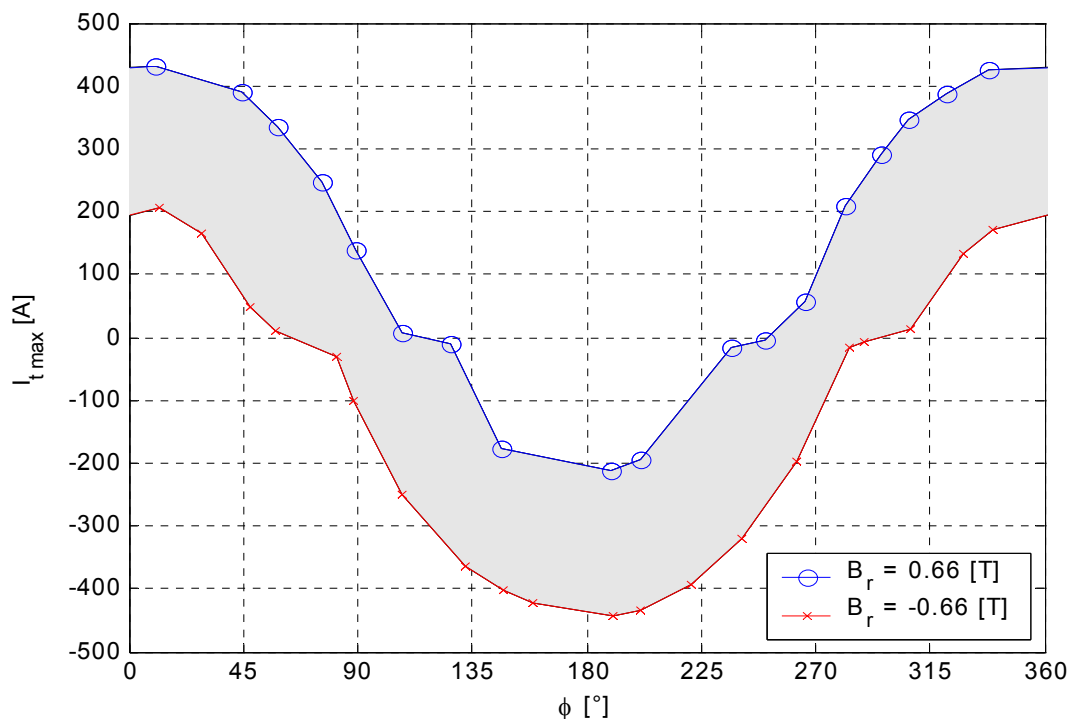
Obrázek. 5.6: Maxima zapínacího proudu **UI** transformátoru RJV 6,3 v závislosti na ϕ a B_r , při $B_{prac}=1,24$ T. Přepočítané maximum zapínacího proudu $I_t=270$ A $\Rightarrow I_x=800$ A.



Obrázek. 5.7: Maxima zapínacího proudu **UI** transformátoru RJV 6,3 v závislosti na ϕ a B_r , při $B_{prac}=1,46$ T. Přepočítané maximum zapínacího proudu $I_t=380$ A $\Rightarrow I_x=1160$ A.



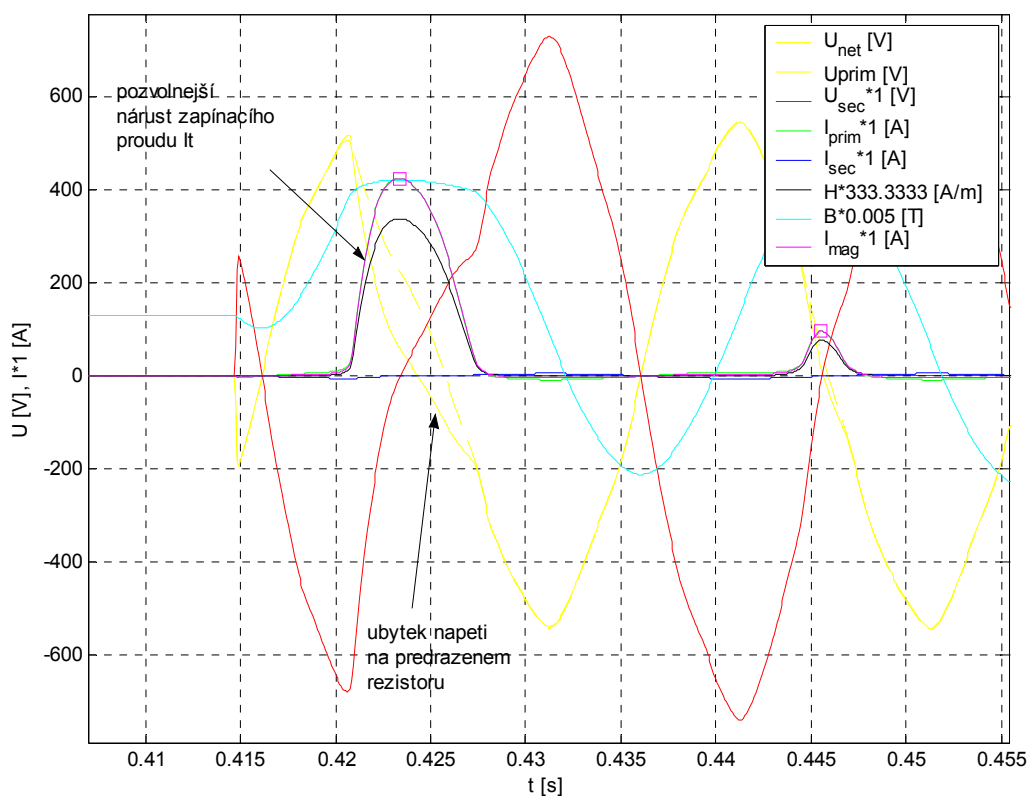
Obrázek. 5.8: Maxima zapínacího proudu **UI** transformátoru RJV 6,3 v závislosti na ϕ a B_r , při $B_{prac}=1,5$ T. Přepočítané maximum zapínacího proudu $I_t=410$ A $\Rightarrow I_x=1220$ A.



Obrázek. 5.9: Maxima zapínacího proudu **UI** transformátoru RJV 6,3 v závislosti na ϕ a B_r , při $B_{prac}=1,6145$ T. Přepočítané maximum zapínacího proudu $I_t=430$ A $\Rightarrow I_x=1400$ A.

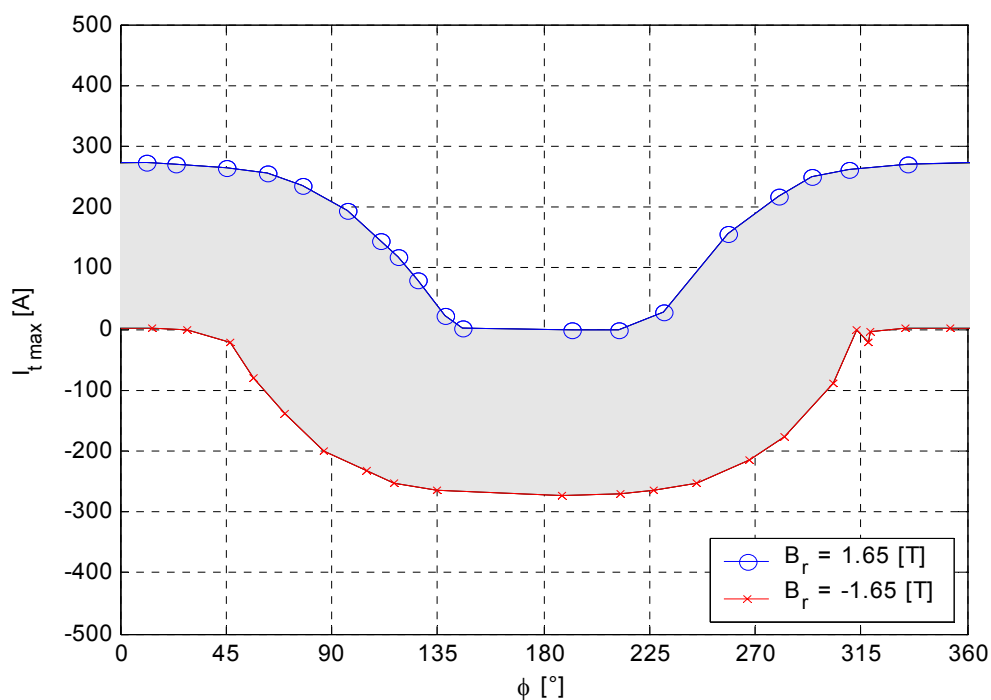
Z vývoje plochy zapínacího proudu v závislosti na pracovní indukci je patrná předpokládaná závislost zapínacího proudu na pracovní indukci. Se snižováním pracovní indukce transformátoru klesá velikost zapínacího proudu.

Zajímavá je rovněž tvarová změna plochy zapínacího proudu. Důležité je přimknutí plochy zapínacího proudu k nule vertikální osy, kde je zapínací proud malý. Je-li tedy plocha zapínacího proudu přimknuta k této ose, bude poměr zapnutí s relativně malým zapínacím proudem v poměru k počtu zapnutí s vysokým zapínacím proudem příznivější. Budeme-li tedy považovat za malý zapínací proud <100 A, tak v případě pracovní indukce 1,05 T na obrázku 5.4 bude v 2/3 zapnutí zapínací proud malý. Sedm z deseti zapnutí transformátoru tedy bude úspěšných. Oproti tomu při indukci 1,6 T na obrázku 5.9 bude tento poměr přibližně dvě z deseti zapnutí.

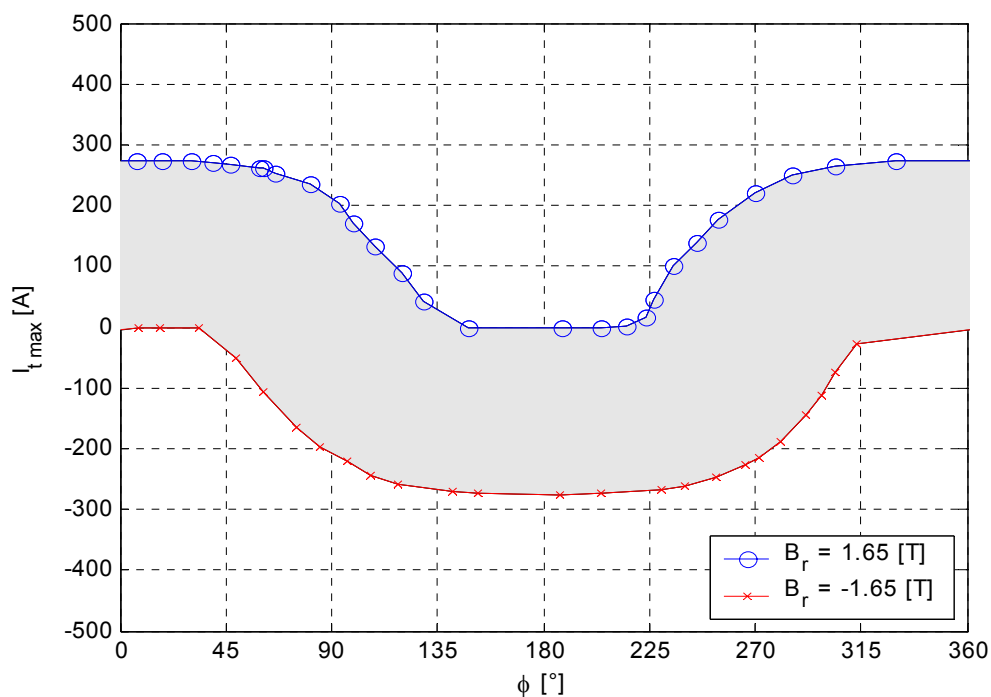


Obrázek 5.10: Průběh zapínacího proudu $I_t = I_{mag}$ pro transformátor RJV 6,3

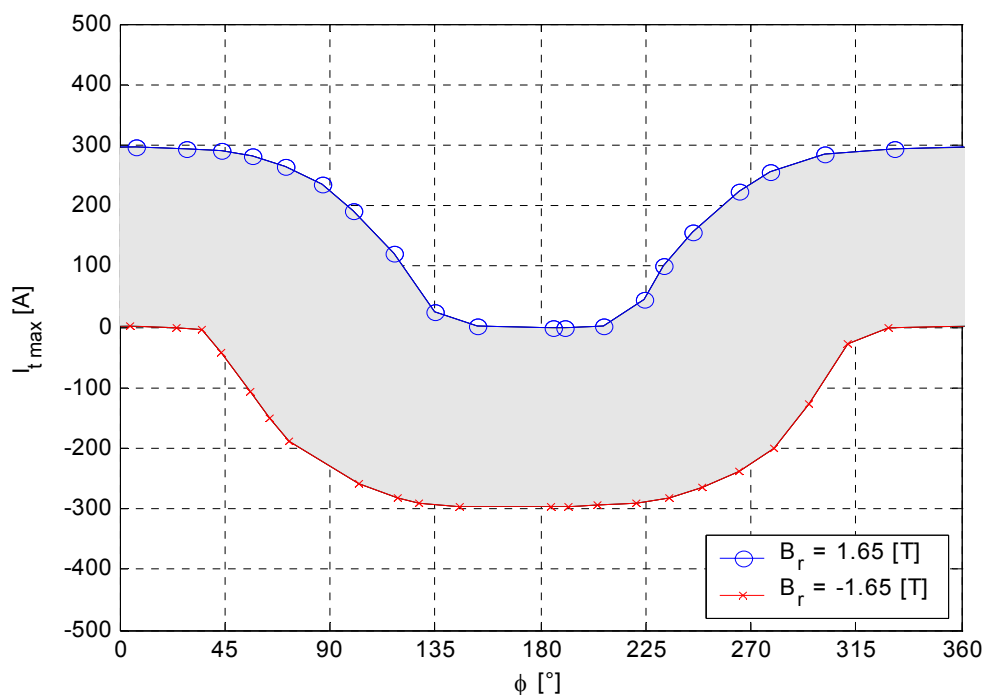
Z průběhů na obrázku 5.10 je vidět pokles napětí na primárním vinutí v důsledku zařazení omezovacího rezistoru. Situace je na obrázku označena šipkou s komentářem. Ve srovnání s toroidním transformátorem je „hrana“ při vzestupu zapínacího proudu méně strmá. To odpovídá méně strmé magnetizační smyčce UI transformátoru. K zapínacímu proudu také dojde až ve čtvrtině periody, tedy po 5 ms. To je způsobeno relativně nízkou remanentní indukčí. Doba působení zapínacího proudu je tak oddálena a proud brzy klesá s koncem půlperiody napájecího napětí. Dá se tedy říci, že pozvolný přechod do saturace má tlumicí účinek na zapínací proud.



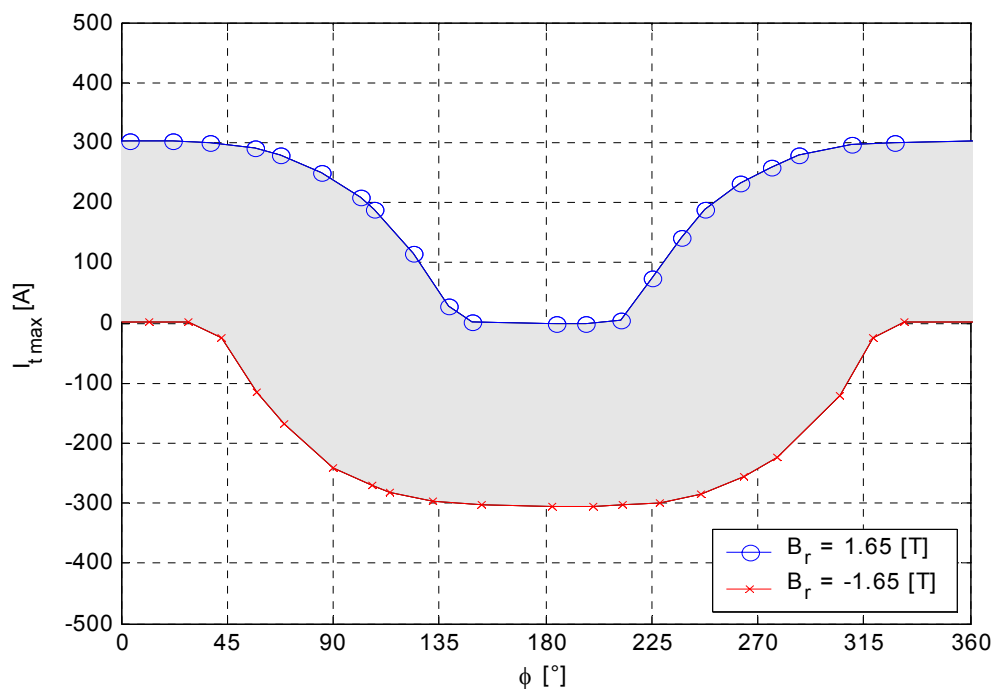
Obrázek. 5.11: Maxima zapínacího proudu **toroidního** transformátoru v závislosti na úhlu připnutí ϕ a B_r , při $B_{prac}=1,22$ T. Přepočítané maximum zapínacího proudu $I_t=275$ A \Rightarrow $I_x=510$ A.



obrázek. 5.12: Maxima zapínacího proudu **toroidního** transformátoru v závislosti na úhlu připnutí ϕ a B_r , při $B_{prac}=1,34$ T. Přepočítané maximum zapínacího proudu $I_t=275$ A \Rightarrow $I_x=520$ A.



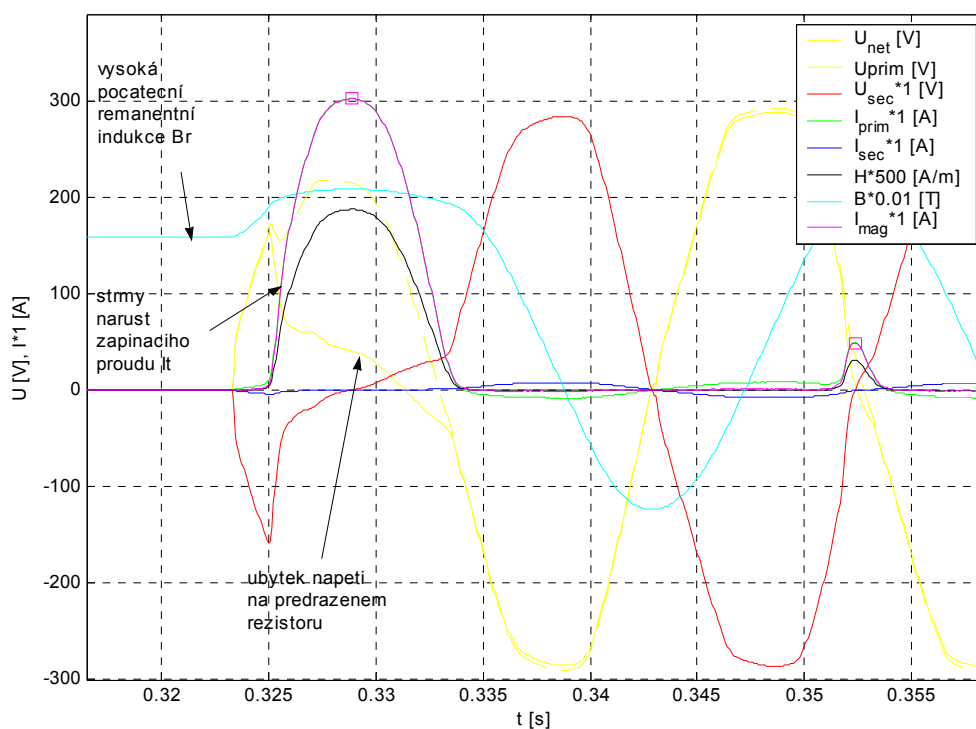
obrázek. 5.13 Maxima zapínacího proudu **toroidního** transformátoru v závislosti na úhlu připnutí ϕ a B_r , při $B_{prac}=1,48$ T. Přepočítané maximum zapínacího proudu $I_t=300$ A \Rightarrow $I_x=1540$ A.



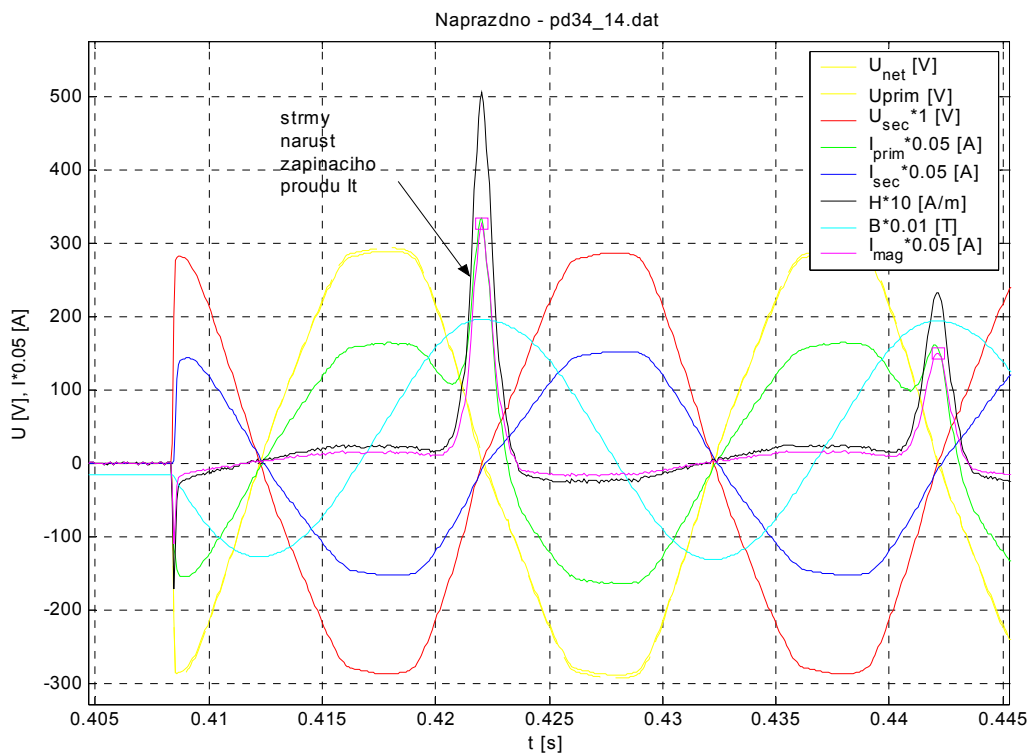
Obrázek. 5.14: Maxima zapínacího proudu **toroidního** transformátoru v závislosti na úhlu připnutí ϕ a B_r , při $B_{prac}=1,65$ T. Přepočítané maximum zapínacího proudu $I_t=305$ A \Rightarrow $I_x=1700$ A.

Plochy zapínacího proudu u toroidního transformátoru P-03143 mají na první pohled odlišný tvar. To je způsobeno odlišným tvarem magnetizační smyčky, která je mnohem strmější, a vysokou remanentní indukcí. To způsobuje, že poměr úspěšných zapnutí k neúspěšným se příliš nemění a závisí jen na poklesu zapínacího proudu s pracovní indukcí.

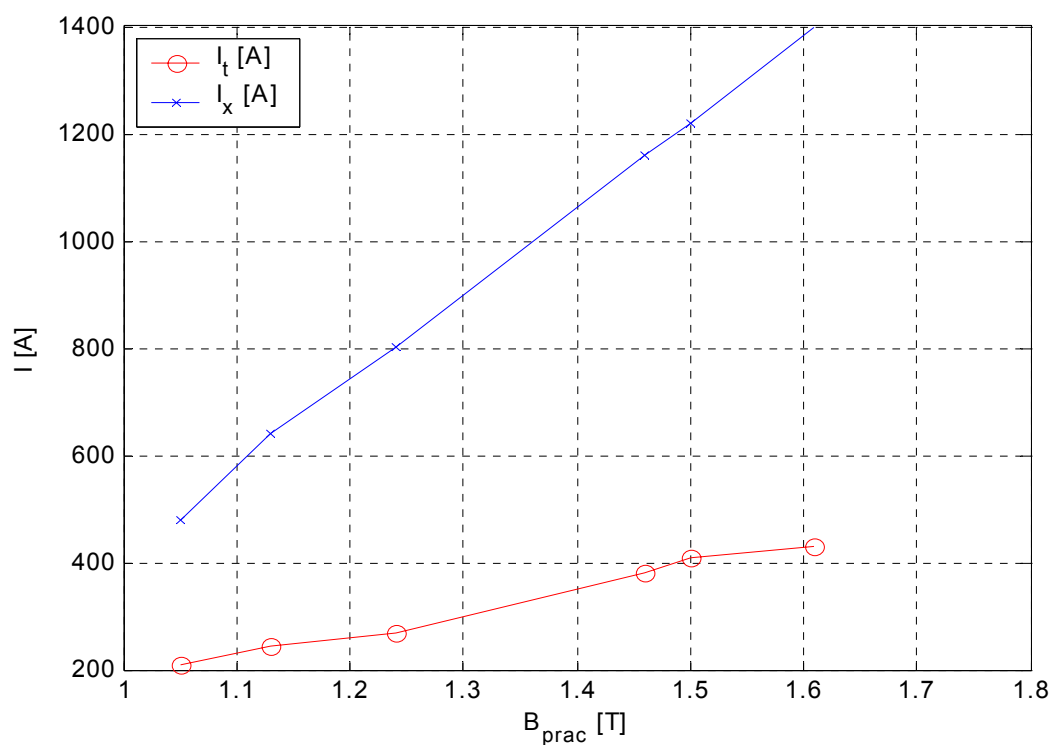
Z průběhů po zapnutí transformátoru na obrázcích 5.15 a 5.16 je patrné, že nárůst zapínacího proudu je strmější. Vysoká remanentní indukce způsobuje, že k nárůstu zapínacího proudu může dojít velmi brzy po začátku periody. Doba trvání zapínacího proudu se proto blíží půlperiodě.



Obrázek 5.15: Průběh zapínacího proudu $I_t = I_{mag}$ pro transformátor P-03143



Obrázek 5.16: Průběh zapínacího proudu $I_t = I_{mag}$ pro transformátor P-03143



Obrázek 5.17: Závislost maxima zapínacího proudu I_t měřeného s omezovacím rezistorem a dopočítané hodnoty bez omezovacího rezistoru I_x v nejhorších počátečních podmínkách (B_r, ϕ) pro transformátor RJV 6,3

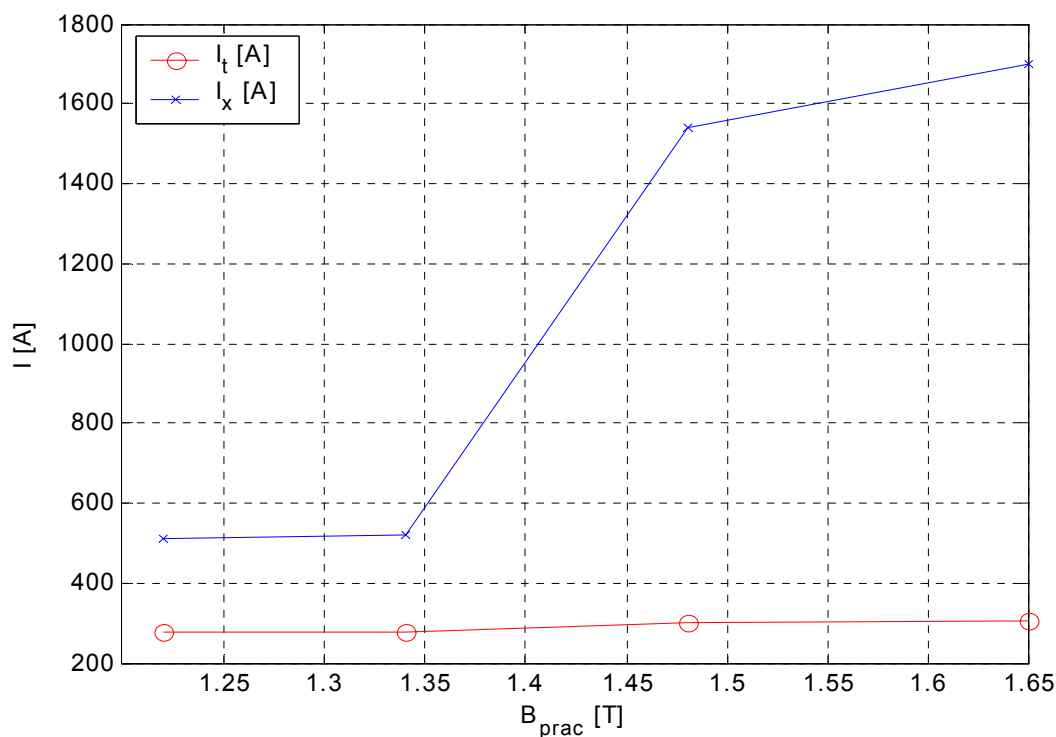
Tabulka 5.1: Hodnoty zapínacích proudů a pracovní indukce pro transformátor RJV 6,3

B_{prac} [T]	I_t [A]	I_x [A]
1.61	430	1400
1.5	410	1220
1.46	380	1160
1.24	270	800
1.13	245	640
1.05	210	480

Výsledný graf pro UI transformátor RJV 6,3 na obrázku 5.17 ukazuje zcela jasně lineární závislost maxima zapínacího proudu I_t na pracovní indukci transformátoru B_{prac} . Tento výsledek se shoduje s předpokladem uvedeným v práci [3], kde byly podklady pro tyto závěry pouze simulovány matematickým modelem. Měření tedy potvrdila správnost tohoto modelu.

Zamyslíme-li se nad přibližným výpočtem velikosti zapínacího proudu uvedeným v kapitole 3.3.2 a rovnicí (3.39), zjistíme, že tato přibližná metoda je ve velmi dobré shodě s obrázkem 5.17.

Z měření tedy vyplývá, že snížení pracovní indukce B_{prac} o 10 % způsobí snížení zapínacího proudu přibližně o 20 %.



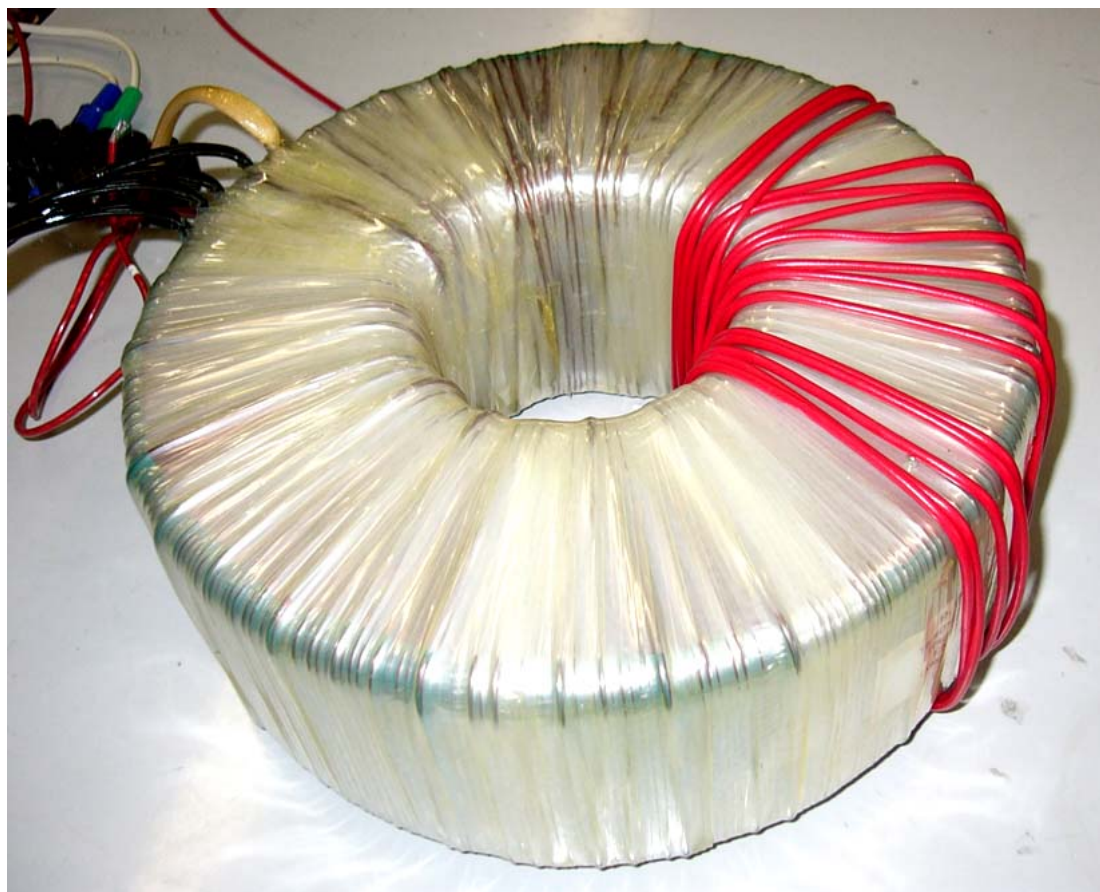
Obrázek 5.18: Závislost maxima zapínacího proudu I_t měřeného s omezovacím rezistorem a dopočítané hodnoty bez omezovacího rezistoru I_x v nejhorších počátečních podmínkách (B_r, ϕ) pro transformátor P-03143

Výsledky pro toroidní transformátor P-03143 uvedené na obrázku 5.18 vykazují velký skok mezi hodnotami. To je způsobeno umělým snížením pracovní indukce transformátoru B_{prac} navinutím vodiče na transformátor podle fotografie 5.19. Přidané vinutí má mnohem větší rozptylovou indukčnost, která rozhodujícím způsobem ovlivňuje velikost zapínacího proudu. Měření pro pracovní indukce 1,34 a 1,22 T jsou proto zatížena značnou chybou.

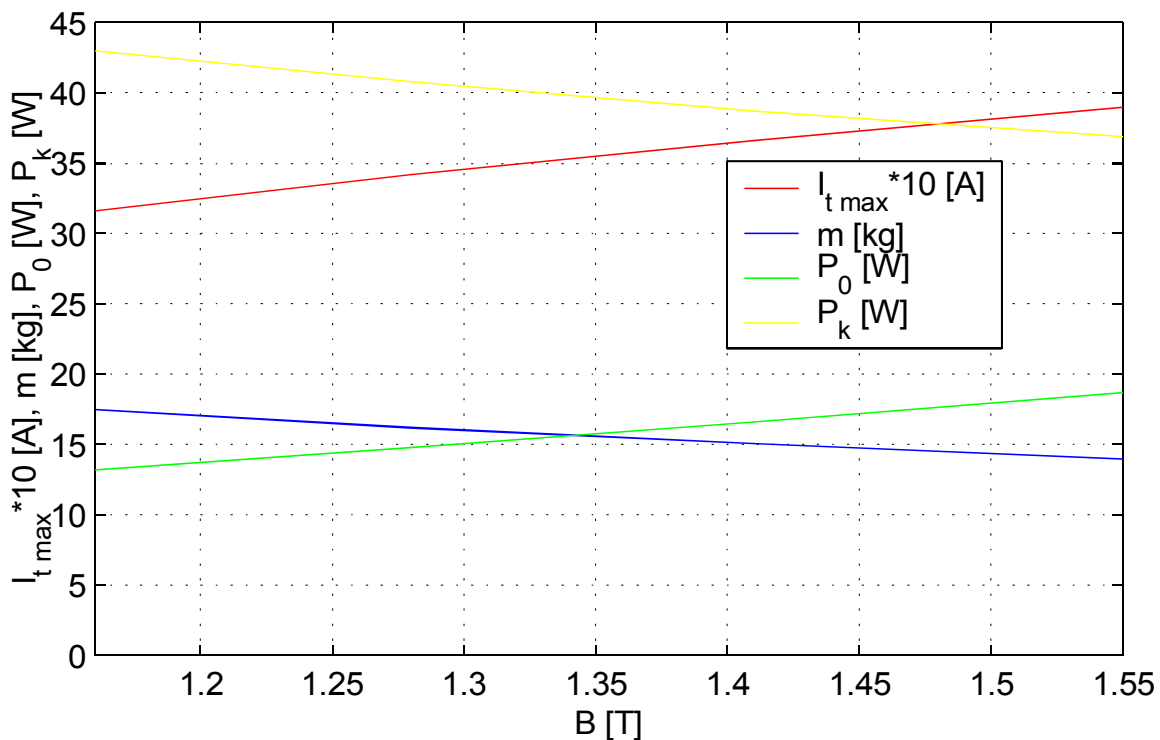
U měření toroidního transformátoru došlo se snížením pracovní indukce B_{prac} o 10 %, ke snížení zapínacího proudu pouze o 10 %, neuvažujeme-li dvě chybná měření.

Tabulka 5.2: Hodnoty zapínacích proudů a pracovní indukce pro toroidní transformátor
P-03143

B_{prac} [T]	I_t [A]	I_x [A]
1.65	305	1700
1.48	300	1540
1.34	275	520
1.22	275	510



Obrázek 5.19. Snížení indukce sycení vodičem navinutým přes transformátor



Obrázek 5.20: Závislost maxima zapínacího proudu v nejnepříznivějších počátečních podmínkách, simulace matematickým modelem pro transformátoru RJV 1,6 podle práce [3]

6 Chyby měření

Chybu napětí udává přesnost napěťových vstupů EMU-2 multiplikativní chybou $\delta_M u$ a aditivní chybou $\delta_A u$. Například pro rozsah ± 375 V

$$\delta u = \delta_M u \pm \frac{\Delta_A u}{u} = 0,5\% \pm \frac{7,3mV}{u}. \quad (6.1)$$

Přesnost měření proudů je dána přesností proudových sond $\delta_{iPR30} = 1\% \pm (3mA / i)$ a napěťových vstupů jednotky EMU-2 δu

$$\delta i = \sqrt{(\delta_{iPR30})^2 + (\delta u)^2}. \quad (6.2)$$

Výpočty hodnot prvků náhradního schématu jsou prováděny ze vzorkovaného signálu. Chyba efektivní hodnoty napětí je počítána vztahem

$$\delta U_{ef} = \delta_M u + \frac{|\Delta_A u| \sum |u|}{\sum u^2}. \quad (6.3)$$

Identickým vztahem je počítána chyba efektivní hodnoty proudu. Chyba výpočtu činného výkonu je

$$\Delta P = \frac{1}{N} \sum |u| |\Delta i| + |i| |\Delta u|. \quad (6.4)$$

Výpočet chyb veličin zjišťovaných nepřímo je nutno počítat s ohledem na to, že signál je vzorkovaný a jednotlivé vzorky mají určenu vlastní chybu. Například chyba k-tého vzorku intenzity magnetického pole H je počítána z chyb jednotlivých proudů

$$\Delta H(k) = \frac{N_1 |\Delta i_1(k)| + N_2 |\Delta i_2(k)|}{l}, \quad (6.5)$$

kde N jsou počty závitů cívek vinutí a l je střední délka siločáry magnetického obvodu.

Složitější situace je u výpočtu chyby magnetického indukčního toku ϕ a indukce B počítané numerickou integrací

$$\Delta \phi(k) = \frac{1}{N \Delta t} \sum_{m=1}^k |\Delta u_2(m)| + R_2 |\Delta i_2(m)| + L_{\sigma 2} \left| \Delta \frac{di_2}{dt}(m) \right| \quad (6.6)$$

kde Δt je perioda vzorkování. Načítání chyb jednotlivých vzorků způsobí značnou chybu výsledku, hlavně díky načítání chyb offsetu. Chyba offsetu je systematickou chybou vznikající v měřicím řetězci, a proto ji lze odstranit. V případě měření přechodového jevu je to možno provést z části signálu navzorkovaného před připnutím transformátoru

k napájecí síti. V tomto časovém intervalu se hodnoty vypočteného magnetického toku ϕ proloží přímkou s použitím metody nejmenších čtverců. Korekce odečtením této přímky od výsledného signálu se aplikuje na celý interval měření.

Chyby dalších výsledků jsou počítány jako chyby nepřímých měření

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$$

$$\Delta y = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 \Delta x_i^2}. \quad (6.7)$$

7 Závěr

Cílem diplomové práce bylo prozkoumat závislost zapínacího proudu transformátoru na pracovní indukci. Hlavním výsledkem mělo být potvrzení nebo vyvrácení lineární závislosti uvedené v práci [3].

Pro měření bylo použito obdobné zapojení jako ve výše uvedené práci. Vzhledem k velmi vysokým velikostem zapínacího proudu bylo nutné zapojení doplnit o omezovací rezistor. Postup a navržené korekce jsou popsány v kapitole 5.1.

Měřeny byly dva zcela odlišné transformátory s přibližně srovnatelným výkonem: RJV 6,3 s UI jádrem skládaným z plechů a P-03143 s toroidním vinutým jádrem. Výsledné grafy jsou v kapitole 5.2.

Výsledná závislost zapínacího proudu na pracovní indukci transformátoru skutečně vyšla lineární, a potvrdila tak původní předpoklad. Dále měření ukázala odlišné chování toroidního transformátoru, u kterého je zapínací proud méně ovlivněn pracovní indukcí. Výsledný lineární průběh je i ve shodě s analytickým postupem pro přibližné určení zapínacího proudu popsaným v kapitole 3.3.2 výslednou rovnicí (3.39).

Z analýzy chyb měření vyplynulo, že až na výjimky jsou zanedbatelné. Navržená aparatura pro měření je tedy vyhovující. Jedinou hodnotu s velkou chybou měření byla hlavní indukčnost toroidního transformátoru L_m . Chyba je způsobena tím, že magnetizační proud toroidního transformátoru je velmi malý, a tak nebyl využit rozsah proudového snímače. To se projevilo při výpočtu chyby hlavní indukčnosti jako chyby nepřímého měření, jako 50% chyba.

8 Literatura

- [1] Fetter, F.: *Obecná elektrotechnika pro strojní inženýry*, SNTL, Praha 1967
- [2] Šternberk, J.: *Úvod do magnetizmu pevných látek*, Státní pedagogické nakladatelství, Praha 1979
- [3] Novák, M.: *Přechodový děj při zapnutí transformátoru*, [Disertační práce], Liberec, TU 2003
- [4] Petrov, G. N.: *Elektrické stroje I, Úvod – Transformátory*, Academia, Praha 1980
- [5] Faktor, Z.: *Transformátory a cívky*, BEN – technická literatura, Praha 1999
- [6] Dufek, M., Hrabák, J.: *Magnetická měření*, SNTL, Praha 1964
- [7] Fischer, Z.: *Vlastnosti použití magnetických materiálů*, SNTL, Praha 1975
- [8] Hajko, V., Potocký, L., Zenko, A.: *Magnetizační procesy*, Alfa, Bratislava 1982
- [9] Draxler, K., Kašpar, P., Ripka, P.: *Magnetické prvky měření*, ČVUT, Praha 1994
- [10] ČSN 35 1080, *Základné skúšky výkonových transformátorou*, Vydavatelství norem, Praha 1990
- [11] ČSN 35 1310, *Výkonové transformátory všeobecného použití*, Vydavatelství norem, Praha 1981
- [12] Jezieski, E.: *Transformátory teoretické základy*, Academia ČSAV, Praha 1973
- [13] Uhlíř, I. a kol.: *Elektrotechnika*, ČVUT, Praha 1997
- [14] Brož, J.: *Elektrina a magnetismus II*, SPN UK, Praha 1975
- [15] Dědek, L., Dědková, J.: *Elektromagnetismus*, VÚT, Brno 2000
- [16] Novák, M.: *Přechodový jev při připínání transformátoru k síti*, Sborník SYMEP 2002. Liberec: TUL, 2002.
- [17] Bašta, J., Vojtěcha K.: *Měření na elektrických strojích, 2. Měření na Transformátoru*, Praha 1959
- [18] Čermák T.: *Elektrické stroje, I. Transformátory*, Ostrava 1984
- [19] Novák M. Novák M. *Řízení soft-startu pro rychlé připínání transformátoru k síti*. Sborník EPVE 2002. 1. vyd. Brno:
- [20] Novák M. *Konstrukce transformátoru s ohledem na velikost zapínacího proudu*. Sborník XV. oborového dnu vědeckých a pedagogických pracovníků VŠ. 1. vyd. Liberec: TU, 2003. s. 14-20. ISBN 80-7083-777-2

- [21] Novák M. *Přechodový jev při připínání transformátoru k síti*. Sborník SYMEP 2002. 1. vyd. Liberec: TUL, 2002. s. 133-137. ISBN 80-7083-612-1
- [22] Václavík J., Novák M. *Modelování nelineárních jevů ve vícefázových transformátorech*. Sborník EPVE 2002. 1. vyd. Brno: VUT, FEI, UVEE, 2002. s. 90-94. ISBN 80-214-2246-7
- [23] Václavík J., Novák M. *Modelování magnetických obvodů*. Sborník XIV . oborového dne vědeckých a pedagogických pracovníků VŠ. 1. vyd. Liberec: TUL, 2002. s. 66-71.
- [24] Hynková E. *Měření parametrů náhradního obvodu toroidního transformátoru* [Ročníkový projekt] Liberec: TU, 2004
- [25] Bohatý J. *Soft start pro jednofázové transformátory*. [Diplomová práce] Liberec: TU, 2003

PŘÍLOHY

Příloha A – Měření odporu vinutí

Použité přístroje při měření odporu vinutí

1. Měřený transformátor: P-03143 (230V / 230V; 3,68kVA)
2. Stabilizovaný zdroj napětí/proudu: HEWLETT PACKARD E 3612A
3. Multimetr Agilent 34401A 6,5 Digit.
Nastaven filtr 3Hz, převod 6 digit, rozsah 100 mV
Deklarovaná přesnost 0,005% z hodnoty + 0,0035% z rozsahu
4. Multimetr Agilent 34401A 6,5 Digit.
Nastaven filtr 3Hz, převod 6 digit, rozsah 1 A.
Deklarovaná přesnost 0,1% z hodnoty + 0,01% z rozsahu.

Postup měření při měření odporu vinutí

1. Zapojíme obvod podle obrázku: 2.1.
2. Stabilizovaný zdroj nastavíme do proudového režimu 0,5 A. Na multimetrech nastavíme vstupní filtr na 3Hz a převod 6 digit. Používáme manuální přepínání rozsahu. Měříme v single módu a převod startujeme na obou multimetrech současně.
3. Změříme proud a napětí. Při měření je nutno vyčkat, až se hodnota ustálí. Měření opakujeme pětkrát a poté otočíme směr proudu. Po odměření dalších pěti měření přepojíme svorky transformátoru a měření opakujeme tak dlouho, dokud neproměříme potřebné hodnoty mezi všemi svorky vinutí.

Příloha B –Měření kapacit a svodů mezi vinutími

Hodnoty kapacit a svodů mezi vinutími navzájem a mezi vinutím a kostrou transformátoru vypovídají o provedení a kvalitě izolačního systému stroje.

Použité přístroje kapacity svodů vinutí

1. Měřený transformátor: P-03143 1,6 (230V / 230V; 3,68kVA)
2. LCR Metr HP4263B, firmware: 1.00. Deklarovaná přesnost s použitým nastavením $\pm 0,15\%$.
3. Magaohmmetr C.A 6513, Chauvin Arnoux. Deklarovaná přesnost na použitém rozsahu $\pm 50\text{M}\Omega$.

Postup měření kapacity svodů vinutí

1. LCR Metrem nastavíme na měření paralelní kombinace RC. Z menu vybereme zobrazované veličiny C_p a R_p . Použijeme měřicí napětí 1V, frekvenci 100Hz a středně dlouhou dobu měření.
2. Postupně změříme kapacitu C_p a svodový odpor R_p mezi vinutími navzájem, mezi primárním vinutím a kostrou a mezi sekundárním vinutím a kostrou.
3. Pro stejná zapojení změříme svod Magaohmmetrem na rozsahu $\text{M}\Omega$ -1000V.

Tabulka 3.1.: Kapacita svodů mezi vinutími

C_p [nF]	R_p [$\text{M}\Omega$]
2,3863	287,74
2,3856	293
2,3858	296,59
2,386	288,42
2,3852	290,95
2,3856	289,74
2,3855	288,47
2,3856	296,46
2,3856	294,71

Příloha C – Měření transformátoru naprázdno a při zatížení

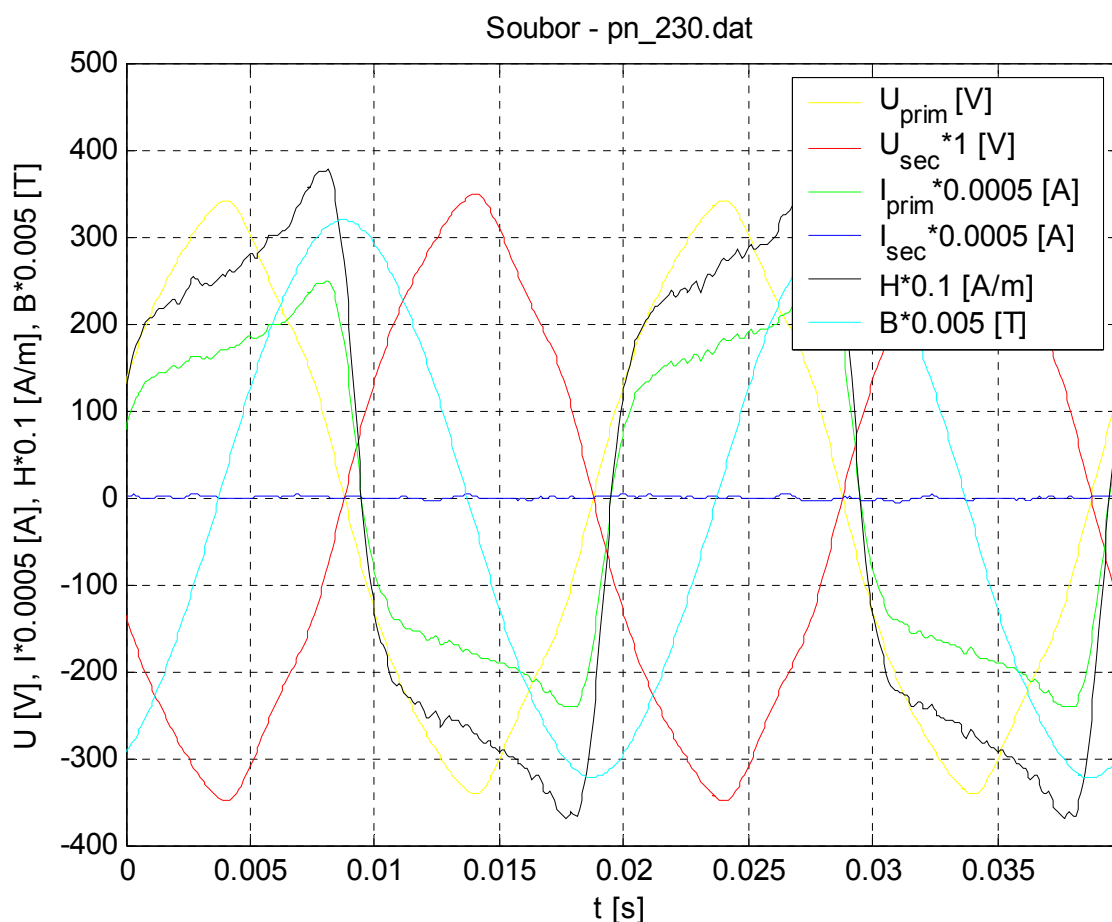
Použité přístroje použité při měření naprázdno

1. Měřený transformátor: P-03143 (230V / 230V; 3,68kVA)
2. R_I : Reostat Metra Blansko 3 Ω , 13 A.
3. R_3 : reostat Metra Blansko 2 100 Ω , 2,5 A , 2 30 Ω , 4,5 A.
4. Pracoviště měření transformátoru:
Autotransformátor: ZPA Prešov, RA 3 times 10, 7,5kVA, P: 380/220V, S: 0--250V, 3 times 10A.
3-fázový kufr Metra: QWII.
5. V_1, V_2 : multimetry Agilent 34401A 6,5 Digit. Nastaven filtr 3Hz, převod 6 digit, rozsah 100 mV. Deklarovaná přesnost 0,005% z hodnoty + 0,0035% z rozsahu A_1, A_2 :
6. A_1, A_2 : multimetry Metex M-4640A. Rozsah 20 A AC.
Deklarovaná přesnost 1,2 % + 15 dgt.
7. Proudové sondy: LEM PR30. Deklarovaná přesnost 1 % \pm 2 mA.
8. Proudové sondy: LEM PR200. Rozsah 200 A. Deklarovaná přesnost % \pm 300 mA.
9. Měřicí přístroj EMU-2.
10. PC s ethernetovým rozhraním a komunikačním software EMU-2.

Postup měření pro měření naprázdno

1. Zkalibrujeme přístroj EMU-2 podle návodu pro kalibraci. Vysokonapět'ové vstupy 1, 2 a 3 zkalibrujeme stabilizovaným napětím. Vstupy 10 a 11 kalibrujeme společně s proudovými sondami PR30 a vstupy 5 a 6 kalibrujeme s proudovými sondami PR200.
2. Zapojíme obvod podle obrázku 4.1.. Multimetry Agilent a vysokonapět'ové vstupy

- 1 a 2 EMU-2 připojíme přímo na svorkovnici transformátoru. Transformátor je napájen ze standu pro měření transformátorů. Tedy ze sítě přes autotransformátor T_2 , 0-420 V.
3. Zaznamenejme průběh při chodu naprázdno $U_I = U_n$, $R_I = 0 \ \Omega$ a $R_3 = \text{inf}$. Používáme vzorkovací frekvenci 12,8 kS. Zaznamenáváme minimálně 1,6 s tj. 80 period napětí sítě. Pro kontrolu měříme napětí a proudy multimetry.
4. Zaznamenejme průběhy pro různá napětí $U_I \in (0,25 U_n; 1,3 U_n)$ při zatížení $R_I = 3 \ \Omega$ a $R_3 = 0,3 * (U_n / I_n)$. Pro kontrolu měříme napětí a proudy multimetry.
5. Zaznamenejme průběh při jmenovitém napětí $U_I = U_n$ a zatížení $R_I = 0 \ \Omega$, $R_3 = (U_n / I_n)$. Pro kontrolu měříme napětí a proudy multimetry.
6. Nakonec zaznamenáváme průběh při vypnutém napájení $U_I = 0$ pro kontrolu offsetů měření.



Obrázek C.1.: Průběhy z měření naprázdno- příklad ze souboru “pn_230.dat”

Příloha D – Měření transformátoru nakrátko

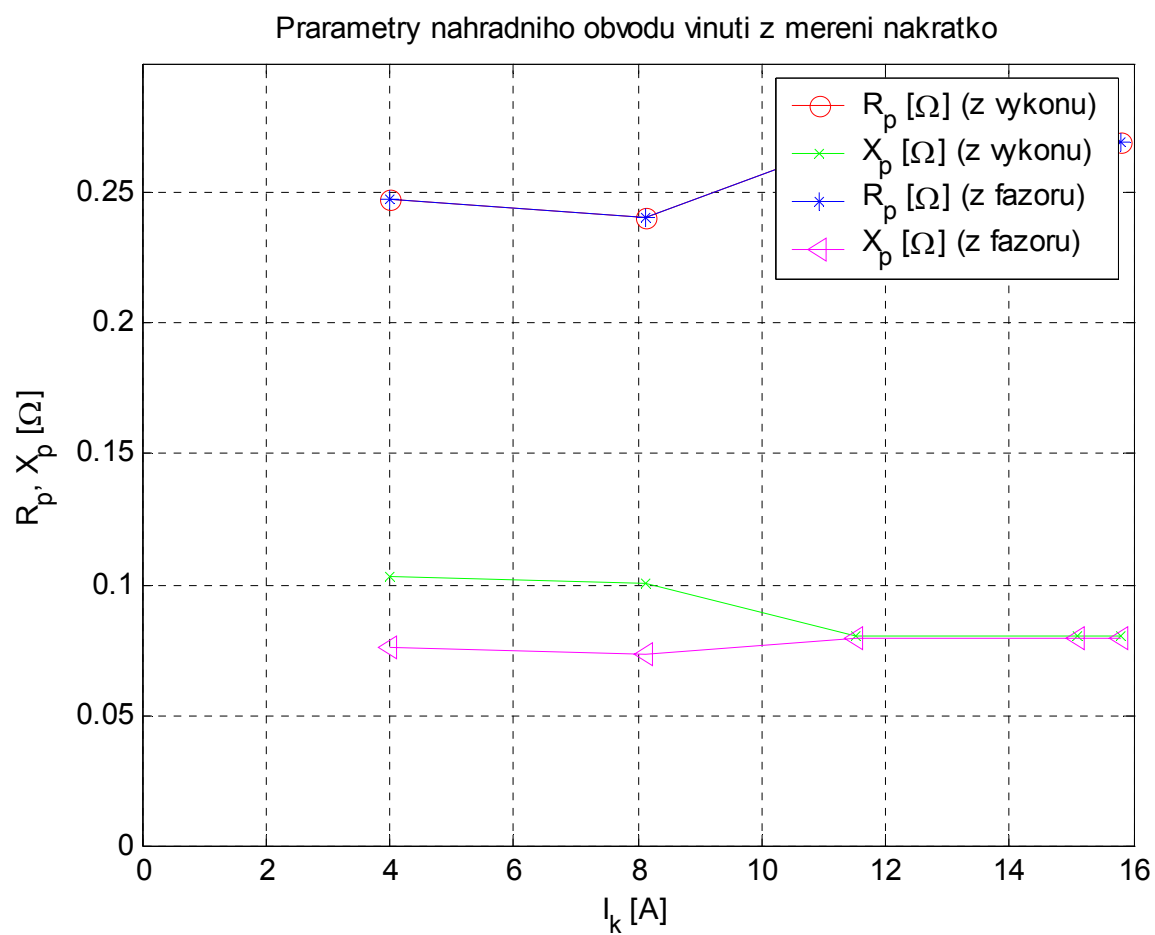
Použité přístroje použité pro měření transformátoru na krátko

1. Měřený transformátor: P-03143 (230V / 230V; 3,68kVA)
2. Pracoviště měření transformátoru:
Autotransformátor: ZPA Prešov, RA 3 times 10, 7,5kVA, P: 380/220V,
S: 0--250V 3 times 10A.
3 snižující transformátory: SVED Liberec, RJN 35, 220/8 V.
3-fázový kufr Metra: QWII.
3. V_1, V_2 : multimetry Agilent 34401A 6,5 Digit. Nastaven filtr 3 Hz, převod 5 digit, rozsah auto. Deklarovaná přesnost $\pm(0,002\%$ z hodnoty + $0,0006\%$ z rozsahu).
4. A_1 : multimetr Metex M-4640A. Rozsah 20 A AC. Deklarovaná přesnost $1,2\% + 15$ dgt.
5. Proudové sondy: LEM PR 30. Deklarovaná přesnost $1\% \pm 2$ mA.
6. Měřicí přístroj EMU-2.
7. PC s ethernetovým rozhraním a komunikačním software EMU-2. Rozsahy jednotlivých vstupů pro různá měření jsou uvedeny v souborech "*pk_xxx.dat*"

Postup měření při měření nakrátko

1. Nízkonapěťové vstupy 4 a 16 přístroje EMU-2 zkalibrujeme stabilizovaným zdrojem napětí a multimetrem Agilent. Vstupy 10 a 11 zkalibrujeme společně s připojenými proudovými sondami PR30.
2. Zapojíme obvod podle obrázku 5.1. Multimetry Agilent a napěťové vstupy 4 a 16 EMU - 2 připojíme přímo na svorkovnici transformátoru. Transformátor je napájen ze standu pro měření transformátorů. Tedy ze sítě přes autotransformátor T_3 , 0–420 V a snižující transformátor T_2 .
3. Zaznaménáme průběhy pro různé proudy primárního vinutí sestupně kvůli oteplení vinutí od $1,5 I_n$ do $0,25 I_n$. Používáme vzorkovací frekvenci 12,8 kS.

Zaznamenáváme minimálně 1,6 s tj. 80 period napětí sítě. Pro kontrolu měříme multimetry proud I_{k1} , primární napětí U_{k1} a sekundární napětí U_{k2} .



Obrázek D.1.: Parametry náhradního obvodu vinutí z měření nakrátko

Příloha E – Měření přechodového jevu transformátoru

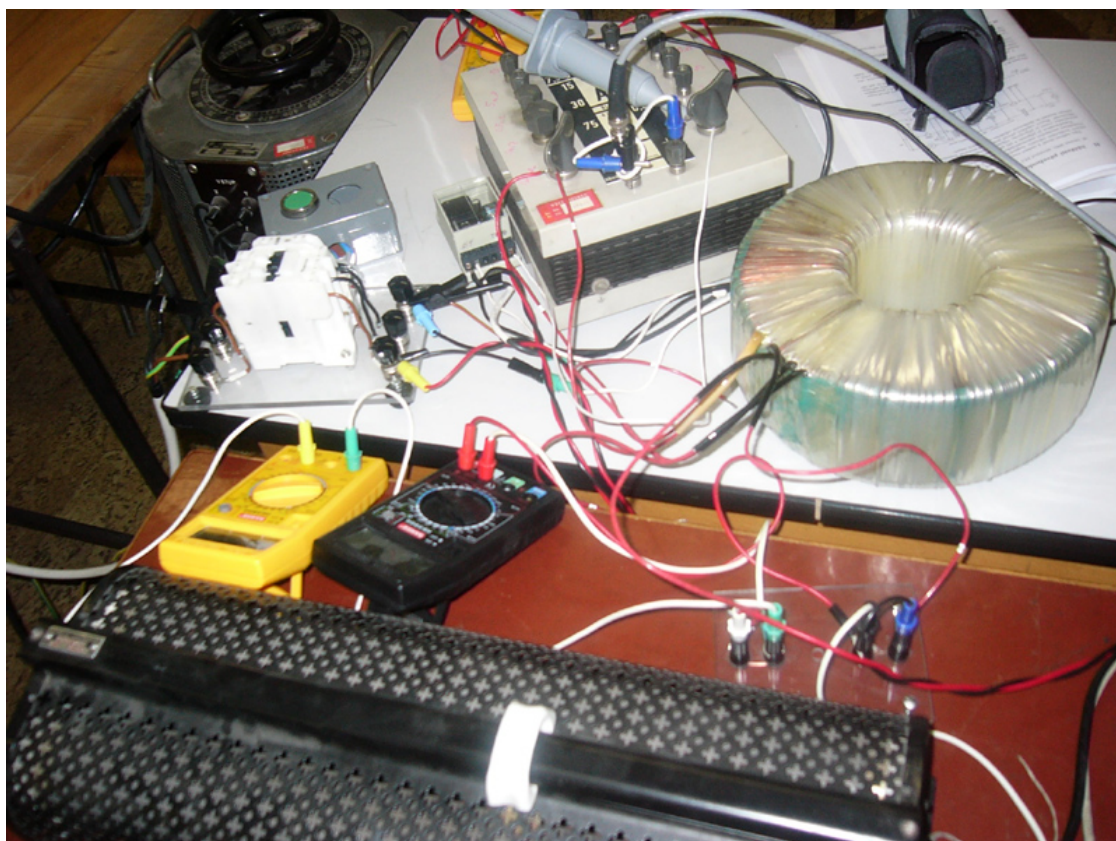
Použité přístroje použité pro měření přechodového jevu transformátoru

1. Měřený transformátor P-03143 (230V / 230V; 3,68kVA)
2. R₃: reostat Metra Blansko 2x100 Ω, 2,5 A.
3. Přípravek BreakerTripper s časovačem a výkonovým triakem BTA 41.
4. SW2: Přípravek se stykačem C32M 230 V, I_{th} = 32 A.
5. T2: Autotransformátor ZPA Prešov, RA 10, 2,5 kVA, P: 120/220 V,
S: 0 - 250 V, 8/10 A, 50-60 Hz
6. Stabilizovaný zdroj napětí/proudu: Radiotechnika RSZ 30P
7. V₁, V₂: multimetry Agilent 34401A 6,5 Digit. Nastaven filtr 3 Hz,
převod slow 5 digit, rozsah auto.
Deklarovaná přesnost $\pm(0,002 \% \text{ z hodnoty} + 0,0006 \% \text{ z rozsahu})$.
8. A₁: multimetry Metex M-4640A. Rozsah 20 A AC.
Deklarovaná přesnost 1,2 % + 15 dgt.
8. Proudové sondy: LEM PR30. Deklarovaná přesnost 1% \pm 2 mA.
9. Proudové sondy: LEM PR200. Rozsah 200 A.
Deklarovaná přesnost 1% \pm 300 mA.
10. Měřicí přístroj EMU-2.
11. PC s ethernetovým rozhraním a komunikačním software EMU - 2.
Rozsahy jednotlivých vstupů pro různá měření jsou uvedeny v souborech
pp_xxx.dat.
12. Osciloskop Agilent 54622A, 200 MSa/s.
13. Vysokonapěťová osciloskopická sonda HP 1137A, 5 kV.

Postup měření při měření přechodového jevu transformátoru

1. Zkalibrujeme přístroj EMU-2 podle návodu pro kalibraci. Vysokonapětové vstupy 1, 2 a 3 kalibrujeme stabilizovaným napětím. Na vstupech 10 a 11 zkalibrujeme proudové sondy PR30 a na vstupech 5 a 6 proudové sondy PR200.
2. Zapojíme obvod podle obrázku 6.1. Multimetry Agilent a vysokonapětové vstupy 1 a 2 EMU-2 připojíme přímo na svorkovnici transformátoru. Transformátor je napájen ze sítě jištěné 50 A tavnou pojistkou gM.
3. Před každým měřením demagnetujeme transformátor T_1 . Nejprve odpojíme síť SW_1 , poté připneme přípravkem se stykačem SW_2 autotransformátor T_2 . Výstupní napětí nastavíme na jmenovité napětí měřeného transformátoru a na této hodnotě setrváme 5 s. Pomalu a plynule snižujeme amplitudu napětí na autotransformátoru až k 0 V. Po demagnetování odpojíme stykačem SW_2 autotransformátor a připneme síťové napětí SW_1 .
4. Zaznamenáme průběhy při přechodovém jevu pro různé úhly otevření triaku vzhledem k průběhu napětí v síti, a to jak na osciloskopu, tak EMU-2. Používáme vzorkovací frekvenci 12,8 kS. Zaznamenáváme minimálně 1,6 s. Nejprve spustíme měření EMU-2 a ihned poté stiskneme tlačítko na přípravku s triakem. Při každém měření zapíšeme teplotu vinutí transformátoru.
5. Přepojíme magnetizační obvod.
6. Před každým měřením zmagnetujeme jádro transformátoru T_1 stejnosměrným proudem přibližně 2,6 A. Nejprve odpojíme síť SW_1 , pak připneme stykačem SW_2 zdroj proudu. V jedné sadě měření v kladném a v druhé v záporném smyslu. Magnetovací proud by měl být větší než magnetizační proud transformátoru I_m . Magnetujeme 5 s a pak odpojíme stykačem SW_2 zdroj a připneme síťové napětí SW_1 .
Zaznamenáme průběhy při přechodovém jevu pro různé úhly otevření triaku vzhledem k průběhu napětí v síti, a to jak na osciloskopu, tak EMU-2. Při každém měření zapíšeme teplotu vinutí transformátoru.

Příloha F – Fotodokumentace měření



Příloha G – Fotodokumentace měření, ukázka obvodu na
magnetizaci a demagnetizaci jádra

